

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ

Учреждение образования

«БРЕСТСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

---



Кафедра электронных вычислительных  
машин и систем

Дереченник С. С., Поляков В. И.

## РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ СИСТЕМОТЕХНИКА

*Издание рекомендовано Советом университета в качестве пособия  
для студентов дневной и заочной форм обучения  
специальности 1-36 04 02*

Брест



2011

УДК 621.396

ББК 32.844

Д36

Рецензенты:

заведующий кафедрой промышленной электроники Гродненского государственного университета им. Я. Купалы, доктор физико-математических наук, профессор Рычков Юрий Михайлович;

профессор кафедры радиоэлектронных средств Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, доктор технических наук, профессор Баранов Валентин Владимирович.

**С. С. Дереченник, В. И. Поляков**

**Д36** Радиоэлектронная системотехника: пособие. — Брест: изд-во БрГТУ, 2011. — 383 с.

ISBN 978-985-493-184-5

В пособии с позиций общей системотехники изложены основы теории и принципы построения радиоэлектронных информационных систем, в их числе локационных, навигационных, передачи информации, разрушения информации, радиоуправления.

Пособие предназначено для обеспечения учебной дисциплины «Системотехника» по специальности 1-36 04 02 Промышленная электроника (вузовский компонент учебного плана). Оно может использоваться при изучении иных родственных дисциплин специальностей высшего и среднего специального образования группы 36 04 Радиоэлектроника и направления 39 Радиоэлектронная техника.

УДК 621.396

ББК 32.844

ISBN 978-985-493-184-5

© С. С. Дереченник, 2011

© В. И. Поляков, 2011

© Издательство БрГТУ, 2011

# Оглавление

Введение

8

## I ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ И ИЗВЛЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ

<b>1</b>	<b>Краткая характеристика радиоэлектронных систем</b>	<b>9</b>
1.1	Основные понятия и определения	9
1.2	Радиоэлектронный диапазон частот	10
1.3	Классификация РЭС	11
1.4	Принципы получения информации	16
1.5	Методы определения местонахождения объекта	22
1.6	Структурные схемы РЭС	26
1.7	Тактико-технические характеристики РЭС	29
<b>2</b>	<b>Основные виды сигналов РЭС и их автокорреляционные функции</b>	<b>33</b>
2.1	Описание излучаемых РЭС сигналов	33
2.2	Простые узкополосные радиосигналы	35
2.3	Сложные узкополосные радиосигналы	37
2.4	Когерентная пачка радиоимпульсов	39
2.5	Сигналы РЭС передачи информации	40
2.6	Автокорреляционная функция излучаемого сигнала	43
2.7	Свойства автокорреляционных функций сигналов	45
2.8	Примеры автокорреляционных функций сигналов РЭС	47
<b>3</b>	<b>Физические основы извлечения информации из принимаемых колебаний</b>	<b>53</b>
3.1	Формирование пространственно-временной структуры сигналов	53
3.2	Пространственно-временная модуляция локационных сигналов	53
3.3	Особенности пространственно-временной модуляции сигналов в многопозиционной, оптической и гидроакустической локации	64
3.4	Особенности формирования отраженных от объектов сигналов	68
3.5	Особенности пространственно-временной модуляции навигационных сигналов	74
3.6	Модели сигналов и помех	82
3.7	Зоны действия РЭС	87

<b>4</b>	<b>Антенные системы РЭС</b>	<b>94</b>
4.1	Понятие об излучении электромагнитных волн . . . . .	94
4.2	Основные характеристики антенн . . . . .	94
4.3	Элементарный вибратор . . . . .	96
4.4	Директорные антенны . . . . .	99
4.5	Рупорные антенны . . . . .	100
4.6	Волноводные щелевые антенны . . . . .	101
4.7	Зеркальные антенны . . . . .	103
4.8	Антенные решетки . . . . .	104
<b>5</b>	<b>Радиопередающие устройства</b>	<b>109</b>
5.1	Назначение и основные технические характеристики радиопередающих устройств . . . . .	109
5.2	Автогенераторы . . . . .	110
5.3	Однокаскадные радиопередающие устройства . . . . .	111
5.4	Многокаскадные радиопередающие устройства . . . . .	114
5.5	Оптические квантовые генераторы . . . . .	119
<b>6</b>	<b>Радиоприемные устройства РЭС</b>	<b>121</b>
6.1	Основные технические характеристики . . . . .	121
6.2	Принципы построения радиоприемных устройств . . . . .	123

## II ОСНОВЫ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ РЭС

<b>7</b>	<b>Основы теории построения устройств обнаружения сигнала на фоне шума</b>	<b>127</b>
7.1	Постановка задачи обнаружения сигнала на фоне шума . . . . .	127
7.2	Алгоритмы и схемы устройств оптимальной обработки сигналов . . . . .	130
7.3	Фильтровая и корреляционно-фильтровая обработка когерентных сигналов . . . . .	141
7.4	Оптимальная обработка сигналов на фоне коррелированных помех . . . . .	151
7.5	Цифровая обработка сигнала во временной и частотной областях . . . . .	160
<b>8</b>	<b>Принципы построения измерителей координат и параметров движения объектов</b>	<b>166</b>
8.1	Основы оптимального измерения параметров сигналов . . . . .	166
8.2	Структурные схемы неследящих измерителей параметров сигнала . . . . .	170
8.3	Дискриминаторные измерители . . . . .	174

8.4 Основы построения следящих измерителей изменяющихся параметров сигнала . . . . .	183
--	-----

### III Принципы защиты РЭС от помех

<b>9 Помехи и их воздействие на РЭС</b>	<b>192</b>
9.1 Классификация помех . . . . .	192
9.2 Воздействие активных маскирующих помех на РЭС . . . . .	195
<b>10 Принципы защиты РЭС от активных маскирующих помех</b>	<b>200</b>
10.1 Помехозащищенность РЭС . . . . .	200
10.2 Основные методы защиты РЭС от активных помех . . . . .	200
<b>11 Многоканальные цифровые адаптивные системы защиты</b>	<b>205</b>
11.1 Понятие адаптации . . . . .	205
11.2 Дискретное оценивание весового вектора . . . . .	206
<b>12 Варианты построения систем защиты</b>	<b>211</b>
12.1 Принципы построения адаптивных устройств защиты . . . . .	211
12.2 Адаптивные антенные решетки с равноценными каналами	212
12.3 Адаптивная антенная решетка с выделенным каналом . . . . .	213
<b>13 Многоканальные аналоговые адаптивные системы защиты</b>	<b>216</b>
13.1 Оценивание весового вектора в аналоговых системах защиты . . . . .	216
13.2 Обобщенные структуры автокомпенсаторов . . . . .	218
13.3 Примеры реализации автокомпенсатора . . . . .	223
<b>14 Нелинейная обработка сигнала на фоне негаусовских помех</b>	<b>234</b>
14.1 Негаусовские помехи и их вероятностные модели . . . . .	234
14.2 Обработка слабых сигналов на фоне сильных негаусовских помех . . . . .	235
<b>15 Защита РЭС от пассивных маскирующих помех</b>	<b>241</b>
15.1 Источники и классификация пассивных маскирующих помех . . . . .	241
15.2 Оценка воздействия пассивной помехи на РЭС . . . . .	242
15.3 Принципы защиты РЭС от пассивных маскирующих помех	243

15.4 Синтез алгоритма и структурной схемы устройства оптимальной обработки сигнала на фоне пассивных помех . . .	245
15.5 Способы построения гребенчатых фильтров подавления .	253
15.6 Эффективность систем селекции движущихся целей . . . .	259
15.7 Принципы построения РЛС с системами СДЦ . . . . .	267

#### **IV Особенности построения РЭС различного назначения**

<b>16 Принципы построения и функционирования радиолокационных систем</b>	<b>275</b>
16.1 Основные положения радиолокационной системотехники .	275
16.2 Методы радиолокации . . . . .	279
16.3 Тактико-технические характеристики радиолокационных систем . . . . .	281
16.4 Структурная схема простейшей радиолокационной системы . . . . .	283
16.5 Одно- и многоцелевые радиолокационные системы . . . .	285
16.6 Авиационные радиолокационные системы . . . . .	293
16.7 Особенности построения бортовых радиолокационных систем . . . . .	295
16.8 Дистанционные измерители скорости движения транспортных средств . . . . .	300
16.9 Пассивные радиолокационные системы . . . . .	302
16.10 Перспективы развития радиолокационных систем . . . . .	309
<b>17 Принципы построения радионавигационных систем</b>	<b>312</b>
17.1 Общие сведения о радионавигационных системах . . . . .	312
17.2 Методы радионавигации . . . . .	313
17.3 Классификация радионавигационных систем . . . . .	318
17.4 Системы ближней навигации . . . . .	319
17.5 Системы дальней навигации . . . . .	325
17.6 Спутниковые радионавигационные системы . . . . .	327
<b>18 Основы построения РЭС передачи информации</b>	<b>332</b>
18.1 Основные понятия и определения . . . . .	332
18.2 Физические основы передачи информации . . . . .	335
18.3 Одноканальные РЭС передачи информации . . . . .	338
18.4 Системы радиосвязи . . . . .	338
18.5 Системы телевидения . . . . .	341
18.6 Основы построения многоканальных систем передачи информации . . . . .	344

18.7	Методы группирования и разделения сообщений в многоканальных системах передачи информации . . . . .	345
18.8	Примеры построения многоканальных систем передачи информации . . . . .	348
18.9	Цифровые многоканальные РЭС передачи информации . .	354
18.10	Перспективы развития систем передачи информации . . .	357
<b>19</b>	<b>Основы построения РЭС управления</b>	<b>359</b>
19.1	Общие сведения о РЭС управления . . . . .	359
19.2	Основные понятия и определения . . . . .	361
19.3	Структурные схемы систем радиоуправления . . . . .	362
19.4	Системы командного радиоуправления . . . . .	364
19.5	Системы радиотеленаведения . . . . .	366
19.6	Системы самонаведения . . . . .	368
19.7	Системы автономного радиоуправления . . . . .	370
19.8	Системы радиоуправления космическими аппаратами . . .	372
<b>20</b>	<b>Радиоэлектронные системы разрушения информации</b>	<b>376</b>
20.1	Методы радиопротиводействия . . . . .	376
20.2	Классификация сигналов систем разрушения информации	377
20.3	Меры по обеспечению электромагнитной совместимости .	379

## Введение

На современном этапе научно-технического прогресса особое место занимает бурное развитие систем передачи, обработки, извлечения, защиты и использования информации, которые оказывают существенное влияние на все стороны жизни общества. Все это стало возможным благодаря успехам в развитии такой науки, как радиоэлектроника.

Учебное пособие «Радиоэлектронная системотехника» написано для подготовки специалистов по радиоэлектронике. Поскольку в настоящее время разработано и находится в эксплуатации большое количество радиоэлектронных систем (РЭС) различного назначения, то охватить в одной учебной дисциплине принципы функционирования каждой из этих систем невозможно. Поэтому представляется целесообразным излагать данную дисциплину (а значит и размещать материал в данном пособии), используя системотехнический подход.

Общая системотехника охватывает совокупность общих для различных систем вопросов, не зависящих от конкретного их предназначения. Для РЭС это означает, с одной стороны, вопросы всего их жизненного цикла, а также надежности, эргономики и экологии; с другой — это общие для всех РЭС вопросы используемых сигналов, теория обнаружения сигналов и измерения их параметров на фоне помех, а также общие для всех (или почти всех) РЭС устройства.

В соответствии с вышесказанным материал пособия разбит на четыре части. В первой из них рассматриваются физические основы функционирования РЭС; основные виды сигналов, их пространственно-временное формирование и автокорреляционные функции (АКФ); физические основы извлечения информации из принимаемых сигналов; общие устройства РЭС (антенны, передатчики и приемники).

Во второй части изложены основы статистической теории обнаружения сигнала и измерения его параметров на фоне помех.

В третьей части рассмотрены методы защиты РЭС и принципы построения аппаратуры, обеспечивающей помехозащищенность РЭС от активных и пассивных помех.

В четвертой части пособия излагаются особенности построения и функционирования локационных и навигационных систем, РЭС передачи информации, РЭС управления и РЭС разрушения информации.

Авторы выражают признательность всем, кто оказал помощь в издании данного пособия и, в первую очередь, рецензентам, высказавшим предложения и пожелания, по совершенствованию пособия, а также студентам БрГТУ Ермаловичу В. В. и Макуль О. А., подготовившим электронный макет пособия в системе верстки  $\text{\LaTeX}$ .



# I Физические основы формирования сигналов и извлечения информации

## 1 Краткая характеристика радиоэлектронных систем

### 1.1 Основные понятия и определения

В результате широкого использования электромагнитных волновых процессов различных частот, а также достижений современной электроники сформировалось обобщающее понятие *радиоэлектроника*. Термин *радиоэлектроника* охватывает радиотехнику и оптоэлектронику. В последнее время его дополняют также акустоэлектроникой. Поскольку последняя использует волны другой природы, чем электромагнитные, в данном пособии акустические системы не рассматриваются.

Современная радиоэлектроника — это совокупность областей науки и техники, связанных с передачей и преобразованием информации на основе использования и преобразования электромагнитных колебаний и волн. Основными из них являются радиотехника, радиофизика и электроника.

Главная задача радиотехники состоит в передаче информации на расстояние с помощью электромагнитных волн. Науку, занимающуюся изучением физических основ радиотехники называют радиофизикой. В более широком смысле современная радиотехника — область науки и техники, связанная с генерацией, усилением, преобразованием, обработкой, хранением, излучением и приемом электромагнитных колебаний радиочастотного диапазона, используемых для передачи информации на расстояние. Как следует из сказанного, радиотехника и радиоэлектроника очень тесно связаны и часто эти термины взаимозаменяемы.

У истоков радиотехники лежит открытие электромагнитного поля, связанное с тремя выдающимися учеными: М. Фарадеем, открывшим закон электромагнитной индукции (1831), Дж. Максвеллом, создавшим теорию электромагнитного поля (1865) и Г. Герцем, впервые экспериментально получившим электромагнитные волны (1887).

Столетие со времени демонстрации радиосвязи А. С. Поповым (1895) ознаменовалось выдающимися успехами радиотехники и радиофизики. Потребности радиотехники стимулировали, в свою очередь, развитие вакуумной и твердотельной электроники. Непрерывное развитие радиотехники ставило задачи по созданию новых электронных элементов и узлов, что привело к появлению самостоятельной отрасли науки — электроники.

*Электроника* — наука о взаимодействии электронов с электромагнитными полями и о методах создания электронных и полупроводниковых приборов и устройств. При этом электроника четко разделилась на энергетическую (силовую) электронику и микроэлектронику.

*Микроэлектроника* — раздел электроники, связанный с созданием интегральных схем — неделимых изделий, выполняющих определенные функции по преобразованию и обработке сигналов и имеющих высокую плотность установки электрически соединенных элементов.

## 1.2 Радиоэлектронный диапазон частот

К радиоволнам, используемым в радиоэлектронике, относят волны радио- и оптического диапазонов, представленные в таблице 1.1. Для удобства пользования таблицей 1.1 в пособии приведена таблица 1.2, поясняющая приставки и сокращения, используемые в таблице 1.1 для образования кратных и дольных единиц.

Волнами радиодиапазона (радиоволнами) называют электромагнитные колебания с частотой  $f$  от 3 кГц до 3...6 ТГц и длиной волны в свободном пространстве  $\lambda = \frac{c}{f}$  от 100 км до 0,1...0,05 мм. Здесь  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с — скорость света в вакууме.

Как правило, электрические сигналы, непосредственно отображающие сообщение, маломощны и низкочастотны, поэтому не могут непосредственно излучаться в свободное пространство. Передавать их непосредственно можно только по проводным или кабельным линиям.

Передача информации на большие расстояния возможна с помощью специальных электрических сигналов (переносчиков сообщений), которыми являются хорошо излучающиеся и распространяющиеся в свободном пространстве мощные высокочастотные гармонические электромагнитные колебания (несущие колебания). Сами несущие колебания не содержат информации, а только ее переносят. Переносимая ими информация содержится в одном или нескольких параметрах несущего колебания.

По мере развития электроники для решения задач передачи и извлечения информации в настоящее время привлекается и *оптический* диапазон. Электроника обеспечила также решение ряда информационных задач с помощью *акустических*, чаще всего продольных механических колебаний.

На выбор длины волны того или иного РЭС влияет ряд факторов, связанных с особенностью излучения и распространения электромагнитных волн, характером имеющихся в заданном диапазоне помех, параметрами сообщения, характеристиками и габаритными размерами передающих и приемных антенн.

Таблица 1.1 — Диапазоны частот (длин волн)  
электромагнитных колебаний

Номера декад	Частоты	Наименование частот или видов излучений	Длины волн	Наименования волн
1	3...30 Гц		10...100 Мм	
2	30...300 Гц		1...10 Мм	
3	0,3...3 кГц		0,1...1 Мм	
4	3...30 кГц	Очень низкие ОНЧ	10...100 км	Мириаметровые, декакилометровые, сверхдлинные
5	30...300 кГц	Низкие НЧ	1...10 км	Километровые, длинные
6	0,3...3 МГц	Средние СЧ	0,1...1 км	Гектометровые, промежуточные
7	3...30 МГц	Высокие ВЧ	10...100 м	Декаметровые, короткие
8	30...300 МГц	Очень высокие ОВЧ	1...10 м	Метровые
9	0,3...3 ГГц	Ультравысокие УВЧ	0,1...1 м	Дециметровые
10	3...30 ГГц	Сверхвысокие СВЧ	1...10 см	Сантиметровые
11	30...300 ГГц	Крайне высокие КВЧ	1...10 мм	Миллиметровые
12 - 13	0,3...6 ТГц		0,05...1 мм	Субмиллиметровые
<i>В том числе</i>				
12	0,3...3 ТГц	Гипервысокие ГВЧ	0,1...1 мм	Децимиллиметровые
13	6...30 ТГц	Инфракрасное дальнее	10...50 мкм	
14 - 15	30...400 ТГц	Инфракрасное ближнее	0,75...10 мкм	
15	0,4...0,75 ПГц	Видимое	0,4...0,75 мкм	
15 - 16	0,75...30 ПГц	Ультрафиолетовое ближнее	10...400 нм	
17	30...300 ПГц	Ультрафиолетовое дальнее	1...10 нм	
18 - 20	0,3...300 ЭГц	Рентгеновское	1 пм...1 нм	Децинанометровые, сантинанометровые, пикометровые

### 1.3 Классификация РЭС

Радиоэлектронной системой называется совокупность средств и приборов, среди которых радиоэлектронные выполняют основные или одну из основных функций, соединенных между собой для целенаправленного выполнения единой задачи или ряда задач, связанных с преобразованием информации. Такими задачами могут быть: передача ин-

Таблица 1.2 — Приставки и сокращения, используемые при образовании кратных и дольных единиц

Приставка	Кратность	Приставка	Дольность
Дека	$10^1$	Деци, д	$10^{-1}$
Гекто, г	$10^2$	Санتي, с	$10^{-2}$
Кило, к	$10^3$	Милли, м	$10^{-3}$
Мириа, декакило <sup>1</sup>	$10^4$	Децимилли <sup>1</sup>	$10^{-4}$
Мега, М	$10^6$	Микро, мк	$10^{-6}$
Гига, Г	$10^9$	Нано, н	$10^{-9}$
Тера, Т	$10^{12}$	Пико, п	$10^{-12}$
Пета, П	$10^{15}$	Фемто, ф	$10^{-15}$
Экса, Э	$10^{18}$	Атто, а	$10^{-18}$

формации с помощью радиоэлектронных систем связи; извлечение информации, например, о местоположении объекта, что делается с помощью радиолокационных и радионавигационных систем; управление движущимися объектами, что делается путем объединения систем извлечения, передачи и переработки информации в одну более сложную систему управления; разрушение информации, т. е. создание помех с помощью систем радиопротиводействия.

В соответствии с вышесказанным РЭС классифицируются по следующим признакам:

- природа используемых волновых процессов;
- характер решаемых задач;
- соподчиненность (иерархия);
- условия размещения;
- характер взаимодействия.

Учитывая природу используемых волновых процессов, в соответствии с разделом 1.2 РЭС могут быть радиотехническими, оптическими, акустическими и комбинированными.

По характеру решаемых задач выделяют информационные и энергетические средства и системы.

Информационные радиоэлектронные средства и системы решают задачи:

- извлечения информации;
- передачи информации на расстояние;
- информационного обеспечения систем управления;
- сохранения общих информационных возможностей в условиях массового применения взаимно мешающих средств радиоэлектроники;

<sup>1</sup>Используется для характеристики диапазонов волн. Для численного выражения величин не рекомендуются

- избирательного разрушения (искажения) добываемой или передаваемой противником информации.

Исторически первыми в результате работ А. С. Попова и Г. Маркони решались задачи *передачи информации* на большие расстояния с помощью радиоволн. К ним относятся в настоящее время задачи связи и телевизионного вещания, радиотелеметрии (автоматической передачи измерительной информации), передачи данных автоматизированными системами управления (АСУ) и т. д. Для передачи информации наряду с радиотехническими привлекаются также проводные, оптические и акустические средства и системы.

Важнейшее значение приобрели задачи *извлечения информации* о координатах, других параметрах движения и характеристиках объектов. Необходимость решения подобных задач в интересах судовождения (морского, воздушного, космического) привела, в частности, к созданию радиоэлектронных средств и систем *навигации, радионавигации* в том числе.

Необходимость решения задач извлечения информации о воздушных, космических, наземных, надводных, подводных объектах (особенно не содействующих или препятствующих получению о них информации) привела к созданию средств и систем *локации, в том числе радио-, оптической и гидролокации*.

На основе средств и систем извлечения и передачи информации, электронной вычислительной техники и других электронных средств автоматизации получили развитие радиоэлектронные средства и системы *управления*.

Обилие действующих радиоэлектронных средств создало новую ситуацию. Большую опасность наряду с преднамеренными представляют *непреднамеренные* (взаимные) помехи. Приобрели поэтому остроту вопросы обеспечения и контроля *электромагнитной совместимости* (ЭМС) радиоэлектронных средств. Оснащение вооруженных сил различных государств всевозможными радиоэлектронными устройствами привело, кроме того, к появлению разрушающих информацию средств и систем *радиоэлектронного подавления*. Радиоэлектронное подавление рассматривается как составная часть *радиоэлектронной борьбы* (РЭБ).

К энергетическим радиоэлектронным средствам относятся средства лазерного поражения (например, баллистических ракет с помощью химических лазеров), лазерной и ультразвуковой хирургии, лазерной сварки, высокочастотной и ультразвуковой терапии, высокочастотной куплинаруии и т. д.

Совокупность радиоэлектронных устройств (приемных, передающих, индикаторных и т. д.), решающая самостоятельную задачу, образует *радиоэлектронное средство*. Для решения сложных информаци-

онных задач привлекают разнотипные, в том числе пространственно разнесенные, средства извлечения и передачи информации. Соединенные воедино средства образуют *информационную радиоэлектронную систему* (комплекс) противовоздушной обороны, аэродромного узла, самолета, корабля, аэродрома, искусственного спутника Земли (ИСЗ) и т. п., взаимодействующую с соответствующей системой управления или входящую в нее. Совокупности радиоэлектронных систем могут связываться в радиоэлектронные *системы более высокого уровня*: системы противовоздушной обороны районов (регионов), стран; системы предупреждения о ракетном нападении; системы противоракетной обороны; системы управления воздушным (морским) движением; системы управления ИСЗ или другими космическими аппаратами; системы передачи сообщений через спутники связи; спутниковые радионавигационные системы. Отдельные радиоэлектронные средства также часто оказываются сложными системами автоматического управления, решающими самостоятельные задачи. Их обычно также относят к радиоэлектронным системам, но низшего по сравнению с другими уровня.

*Иерархичность* (соподчиненность) является, таким образом, важной категорией современной системотехники, а иерархический уровень (высший, низший, одинаковый) — одним из классификационных признаков систем. Само понятие «система» толкуют как *целое, составленное из частей*. Основываясь на изложенном, различия между радиоэлектронными средствами и системами ниже не подчеркиваются. Средства рассматриваются как системы низшего уровня.

*Характер и место размещения* аппаратуры существенно сказываются на облике и функционировании РЭС. *По характеру размещения* различают *однопозиционные* и *многопозиционные* РЭС. *По месту размещения* аппаратуры различают наземные, надводные, воздушные, космические, подводные, подземные и комбинированные РЭС. Наземные РЭС *по степени транспортабельности* могут быть *стационарными* и *мобильными*, в том числе возимыми (с размещением в контейнерах, автомобилях или автоприцепах), самоходными (с размещением на бронетранспортерах и танках), переносными. Размещение всей или части аппаратуры РЭС на борту морского или воздушного судна, ракеты, ИСЗ и даже самоходного транспортного средства требует предъявления к ней специфических для каждого случая требований. Так, при размещении аппаратуры на ракетах, на выводимых на орбиту ИСЗ или космических аппаратах многоразового использования к ней предъявляются требования выдерживать большие ускорения. Для аппаратуры, устанавливаемой на ИСЗ, и другой длительно необслуживаемой аппаратуры требуется высокая надежность в условиях необслуживаемого использования. Для локационных и других РЭС извлечения информации, размещенных на надводных морских судах, необходима их устой-

чивость или адаптация (приспособление) к условиям морской качки. Устойчивость к широкому диапазону перепадов температур, к вибрации и т. д. является, в свою очередь, важным требованием к РЭС для ряда случаев их размещения.

Широко используется комбинация РЭС, отличающихся назначением, природой используемых волновых процессов, иерархическим уровнем, характером размещения. Так, РЭС управления функционируют на основе данных РЭС извлечения и РЭС передачи информации. Объединение данных локационных РЭС наблюдения воздушного пространства, размещенных на различных позициях, немыслимо без использования РЭС передачи информации. Адаптация корабельных локационных РЭС к условиям качки обеспечивается использованием инерциальных элементов навигационной техники.

Аппаратура взаимодействующих РЭС может переплетаться, образуя комбинированные РЭС. Так, например, аппаратура управления и локационная аппаратура зенитных ракетных комплексов могут сливаться воедино. Радиолокационная аппаратура может комбинироваться с оптико-локационной. Могут воедино слиться средства управления, передачи, извлечения и разрушения информации малогабаритных летательных аппаратов. Операции обработки, хранения информации и выработки команд управления выполняются при этом единой цифровой вычислительно-логической системой.

Роль элемента системы может выполнять человек или коллектив операторов. Так, операторы автоматизированных систем управления (АСУ) принимают решения на основе обобщения этой системой данных отдельных РЭС извлечения информации и доводят их с помощью той же системы до отдельных операторов-исполнителей. Получая телевизионную информацию, оператор телевизионной системы наведения выдает с помощью технических приспособлений информацию, необходимую для поражения цели, стыковки объектов и т. д., обеспечивая замкнутость системы управления.

В зависимости от характера формирования сигнала, несущего информацию, различают:

- активные РЛС с пассивным ответом;
- активные РЛС с активным ответом;
- пассивные РЛС.

В случае *разнесенной системы* (передатчик на Земле, а приемник на ракете) имеем *полуактивную РЛС*.

Радионавигационные системы (РНС) определяют местонахождение объекта по пересекающимся поверхностям и линиям положения.

Таким образом, РЛС и РНС тесно связаны общностью основной решаемой ими задачи — определением координат объекта.

Во многих случаях РЛС используется для решения чисто навигационных задач. К таким РЛС относится, например, радиолокационный высотомер, обеспечивающий измерение высоты полета летательного аппарата.

#### 1.4 Принципы получения информации

Принципы получения информации рассмотрим на примере радиоэлектронных систем извлечения информации.

К системам извлечения информации относятся радионавигационные и радиолокационные системы. Первые предназначены для определения местоположения движущегося объекта с помощью установленной на нем радиоаппаратуры по некоторым ориентирам, координаты которых точно известны, а вторые — для определения местоположения (локации) объектов, удаленных от расположения радиолокационной системы (РЛС).

Для определения координат объекта (его местоположения) используется отраженный, переизлученный или излученный им сигнал, в котором и содержится информация о положении объекта в пространстве.

Физической основой радиолокационного обнаружения объекта, определения координат и параметров его движения является радиолокационный сигнал, отраженный, переизлученный или излученный объектом наблюдения.

В активной радиолокации источником электромагнитных колебаний является передающее устройство РЛС. Но эти колебания становятся носителями информации об объекте — радиолокационным сигналом — только после их отражения от этого объекта.

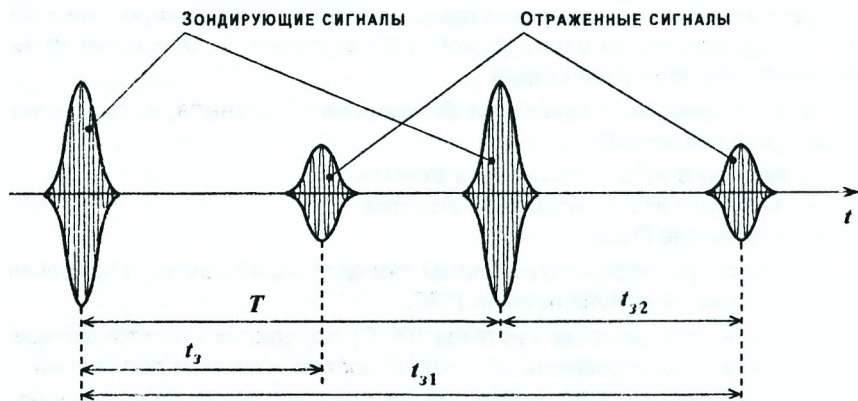


Рисунок 1.1



Излученный (зондирующий) сигнал (рисунок 1.1) используется в РЛС в качестве опорного при измерении параметров радиолокационного (отраженного) сигнала. *Физической основой достоверности* этих измерений является свойство радиоволн распространяться в *однородной, изотропной* среде прямолинейно с постоянной скоростью, равной скорости света  $c \approx 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$  в свободном пространстве (вакууме) и отражаться от неоднородностей среды.

*Постоянство скорости и прямолинейность распространения* радиоволн позволяют определить дальность  $r_{об}$  до объекта по времени запаздывания  $t_3$  принятого колебания относительно момента излучения зондирующего

$$r_{об} = \frac{c}{2} t_3. \quad (1.1)$$

Из рисунка 1.1 видно, что при измерении дальности  $r_{об}$  по времени запаздывания  $t_3$  возможна *неоднозначность* (не ясно, какое из значений —  $t_{31}$  или  $t_{32}$  — принимать за истинное). Однозначное измерение  $t_3$  (а значит и дальности) возможно при выполнении условия превышения периодом следования  $T$  значения максимально возможного времени запаздывания

$$T \geq t_{3max} = \frac{2r_{обmax}}{c}.$$

Для радиоканала расстояние между передатчиком и приемником определяется по формуле:  $r = c \cdot t_3$ .

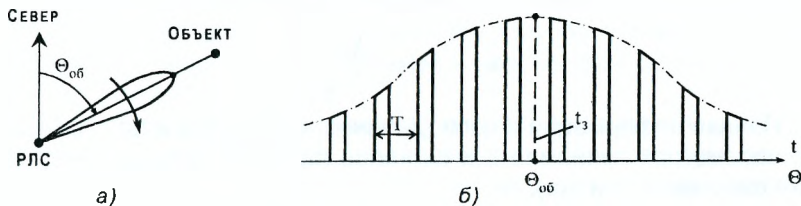


Рисунок 1.2

*Прямолинейность распространения* радиоволн является физической основой для измерения угловых координат объекта по направлению прихода отраженного сигнала. При этом используются и направленные свойства антенны РЛС (рисунок 1.2,а).

В дальнейшем будет показано, что реальная среда распространения радиоволн отличается от однородного пространства, что приводит к ошибкам определения местоположения объекта в пространстве, которые необходимо учитывать с помощью априорных данных о состоянии окружающей РЛС среды.

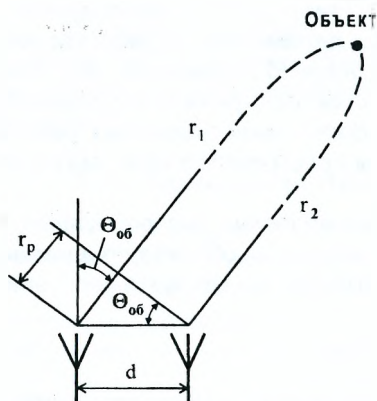


Рисунок 1.3

двух каналов (рисунок 1.3), разнесенных на расстояние  $d$ , а объект находится в дальней зоне ( $r > 3\lambda$ ), то колебания приходят на антенны каналов по параллельным линиям. Разница расстояний  $r_p = r_1 - r_2 = d \sin \theta_{\text{ц}}$ , а разность фаз принимаемых колебаний

$$\varphi_p = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_{\text{ц}},$$

где  $\lambda$  — длина волны РЛС. Тогда направление на цель (угловая координата) может быть рассчитана по измеренной разности фаз по формуле:

$$\theta_{\text{ц}} = \arcsin \frac{\lambda \varphi_p}{2\pi d}.$$

Полная информация о цели (дальности, скорости и др.) содержится в параметрах принимаемых сигналов (времени запаздывания, разности фаз, частоте и др.).

При работе РЛС по нескольким целям возникает задача разрешения сигналов, отраженных от близко расположенных по дальности, углу или летящих объектов с близкими значениями скоростей. Поэтому возникает необходимость в анализе такой тактической характеристики РЭС, как *разрешающая способность*. Рассмотрим ее на примере измерения времени запаздывания (дальности). Пусть два одинаковых сигнала  $U_{c1}$  и  $U_{c2}$  по времени запаздывания разрешаются, если на экране индикатора они наблюдаются отдельно (рисунок 1.4), поскольку интервал  $\Delta t$  между ними достаточно велик, ( $\Delta t \gg \tau_{\text{ц}}$ ). С уменьшением  $\Delta t$  сигналы  $U_{c1}$  и  $U_{c2}$  сближаются и в конце концов сливаются в один. Будем считать, что сигналы наблюдаются отдельно (разрешаются), если они перекрываются на уровне, примерно равном 0,5 от амплитуды сигнала.

Принципы получения информации об угловых координатах объекта основаны на направленном излучении и приеме электромагнитных колебаний.

Для одноканальных РЭС с остонаправленной антенной, осуществляющей обзор пространства, направление на объект определяется по максимуму огибающей принимаемого сигнала (рисунок 1.2,б).

В многоканальных РЭС направление на объект определяется по измеренной разности фаз колебаний, принимаемых соседними каналами.

Например, если антенна состоит из

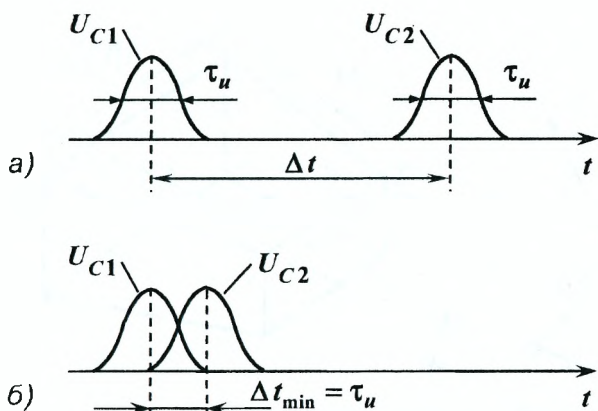


Рисунок 1.4

*Мерой разрешающей способности* по времени запаздывания принимается минимальное значение разности времен запаздывания сигналов, при котором они перекрываются на уровне 0,5. Этому минимальному интервалу соответствует длительность импульса, т. е.  $\Delta t_3 = \tau_u$  (рисунок 1.4). Соответственно разрешающая способность по дальности для простого импульсного сигнала будет

$$\Delta r = \frac{c}{2} \Delta t_3 = \frac{c}{2} \tau_u.$$

Аналогично разрешающая способность по угловой координате определяется минимальной разницей углов, которая равна ширине ДН по половинной мощности  $\Delta \theta_{0,5p}$ .

Для совмещенной РЛС совокупность разрешающих способностей по дальности  $\Delta r$ , азимуту  $\Delta \beta$  и углу места  $\Delta \varepsilon$  характеризует *разрешаемый объем* (рисунок 1.5). Если две цели находятся в одном разрешаемом объеме, они не разрешаются, если в разных — разрешаются.

Физической основой измерения радиальной скорости перемещения объекта относительно РЛС является *эффект Доплера*, который состоит в изменении частоты отраженного (переизлученного) радиолокационного сигнала на величину доплеровского смещения частот  $F_D$ :

$$F_D = \frac{2v_r}{\lambda}, \quad (1.2)$$

где  $v_r$  — радиальная составляющая скорости движения объекта;  $\lambda$  — длина волны РЛС. Знак ( $\pm$ ) перед  $F_D$  определяет направление движения объекта: (+) на РЛС, (–) от РЛС.

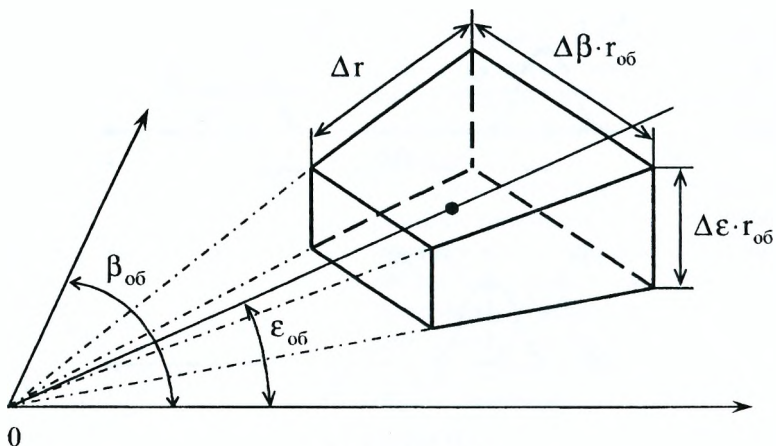


Рисунок 1.5

Кратко рассмотрим особенности получения информации в радионавигационных системах (РНС). Поскольку носителем информации в радионавигации, как и в других РЭС, является электромагнитная волна, то ее физические свойства (постоянство скорости, прямолинейность распространения в однородной среде, наличие эффекта Доплера) лежат в основе принципов получения радионавигационной информации. Особенности получения информации в РНС являются: отсутствие необходимости использования остронаправленных антенн, использование для измерения дальности разности фаз колебаний, принимаемых в разных точках пространства, а также учет эффекта Доплера в радиоканале.

Действительно, как будет показано далее, в РНС направление на источник излучения можно измерить по разности фаз колебаний источника в фиксированных точках приема, разнесенных на расстояние  $d$ .

По аналогии (рисунок 1.3) направление на источник излучения (маяк) может быть определено по измеренной разности фаз этих колебаний

$$\theta = \arcsin \frac{\varphi_{p\lambda}}{2\pi d}$$

Таким образом, направление на источник излучения здесь определяется с помощью двух антенн, разнесенных на местности на фиксированное расстояние. Следует отметить, что для определения направления на излучатель в радионавигации достаточно иметь одностороннюю радиолинию от излучателя до приемника. При этом можно использовать как направленный прием (радиопеленгатор), так и направленное излучение (направленные радиомаяки).

В радионавигации свойство постоянства скорости распространения ЭМВ может быть использовано с других позиций, чем в радиолокации. Как известно, при распространении ЭМВ фаза колебаний зависит от времени (расстояния  $r$ )  $\varphi = 2\pi f_0 t$ . Поэтому, привязав начальную фазу опорного колебания к начальной фазе излученного сигнала, можно показать, что разность фаз принятого и опорного колебаний

$$\varphi_p = 2\pi f_0 \frac{r}{c}, \quad (1.3)$$

откуда дальность до источника излучения (радионавигационной точки)

$$r = \frac{\varphi_p c}{2\pi f_0}. \quad (1.4)$$

Наконец, в РНС часто радиосигнал излучается в одном пункте, а принимается в другом. Поэтому частота сигнала в точке приема при движении либо излучателя, либо приемника определяется, в отличие от радиолокации, в виде

$$f_{\text{пр}} = f_0 \pm F_{\text{д}},$$

а доплеровское смещение частоты

$$F_{\text{д}} = \frac{v_r}{\lambda},$$

где  $v_r$  — радиальная скорость объекта.

Рассмотренные на примерах РЛС и РНС принципы получения информации распространяются на другие РЭС. Действительно, и радиоэлектронные системы передачи информации и команд управления, и РЭС разрушения информации представляют собой радиоканалы, в которых от передатчика к приемнику с помощью ЭМВ передается информация, команды, помехи и т. д. При этом в основе их функционирования лежат все те же физические положения (допущения) изотропности и однородности среды, постоянство скорости, прямолинейность распространения ЭМВ и для движущихся объектов — эффект Доплера.

Таким образом, изложенные принципы получения информации являются базовыми для реализации разных РЭС. При этом, однако, следует помнить о допущениях однородности и изотропности среды распространения ЭМВ. На практике, естественно, будут иметь место отклонения от этих допущений, которые необходимо учитывать.

## 1.5 Методы определения местонахождения объекта

Извлечение информации о местонахождении объекта необходимо как для радиолокационных и радионавигационных систем, так и РЭС управления и РЭС разрушения. В то же время основные методы определения местонахождения являются общими для всех РЭС.

Для определения местоположения объекта в пространстве необходимо знать три координаты. В навигации для определения местоположения объекта используется понятие о поверхностях и линиях положения. Под поверхностью положения понимают геометрическое место точек, имеющих постоянную координату, точнее постоянный навигационный параметр, т. е. параметр непосредственно измеряемый РНС, относительно опорного пункта.

Для измеряемого параметра  $r_{об}$  — дальности до опорного пункта — поверхностью положения является сфера с радиусом  $r_{об}$ .

Линия положения получается в результате пересечения двух поверхностей (измерение двух навигационных параметров). Точка местоположения определяется пересечением трех поверхностей положения или линий положения с поверхностью положения. Форма поверхности положения определяется типом измеряемого навигационного параметра (в простейшем случае — координаты). Непосредственно могут быть измерены РНС дальность до опорного пункта, разность дальностей до двух опорных пунктов и угловые координаты объекта в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Обратим здесь внимание на различия в обозначениях угловых координат в радиолокации ( $\beta$  — в горизонтальной плоскости и  $\varepsilon$  — в вертикальной) и радионавигации ( $\alpha$  — в горизонтальной плоскости и  $\beta$  — в вертикальной).

В соответствии с видом измеряемых координат различают три основных метода определения местоположения объекта: угломерный, дальномерный и разностно-дальномерный. Широко используется, особенно в радиолокации, комбинированный угломерно-дальномерный метод.

Рассмотрим кратко эти методы определения местоположения объекта.

*Угломерный метод* определения направления использует направленные свойства при приеме и при передаче. В связи с этим применяются два варианта этого метода. В одном из них радиоканал состоит из приемника с направленной антенной (радиопеленгатора) и передатчика с ненаправленной антенной (радиомаяка). При расположении пеленгатора и маяка на поверхности Земли (рисунок 1.6,а) направление на маяк определяется пеленгом. Если пеленг отсчитывается от географи-

ческого меридиана (направление север-юг), то он называется истинным пеленгом или азимутом. Определение направления производится в точке расположения приемника, который может находиться как на Земле, так и на борту объекта. В первом случае производится пеленгование объекта с Земли, и при необходимости измеренное значение передается на объект по каналу связи. При размещении пеленгатора на объекте пеленг на маяк измеряется непосредственно на борту объекта.

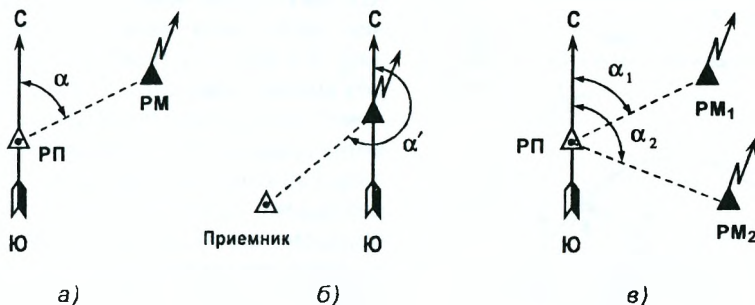


Рисунок 1.6

В другом варианте (рисунок 1.6,б) угломерного метода используется ненаправленный приемник и радиомаяк с направленной антенной. В этом случае в месте расположения приемника измеряется так называемый обратный пеленг  $\alpha$  относительно нулевого направления, привязанного к маяку (рисунок 1.6,б). При этом может быть использован маяк с вращающейся направленной антенной. В момент совпадения оси ДН с нулевым направлением (например, северным) направленная антенна радиомаяка излучает специальный нулевой сигнал, который принимается приемником системы и является началом отсчета. Фиксируя момент совпадения оси вращающейся ДН антенны радиомаяка с направлением на приемник (по максимуму сигнала), можно определить обратный пеленг, который при равномерном вращении ДН антенны маяка будет пропорционален промежутку времени между моментом приема нулевого сигнала и сигнала в момент пеленга. В этом варианте приемник упрощается, что существенно при его расположении на борту.

Пеленгатор и маяк, расположенные в горизонтальной плоскости, позволяют определить направление пеленгатора на маяк, т. е. *линию положения*. Для определения местоположения радиопеленгатора необходим второй маяк (рисунок 1.6,в), тогда, определяя два пеленга  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ , можно найти местоположение радиопеленгатора как точку пересечения двух линий положения. Если РНС расположена в пространстве, то для определения местоположения приемника необходим третий радиомаяк. Каждая пара (пеленгатор – маяк) позволяет определить лишь

поверхность положения, которая в данном случае является плоскостью. При определении местоположения приемника предполагается, что координаты радиомаяков известны.

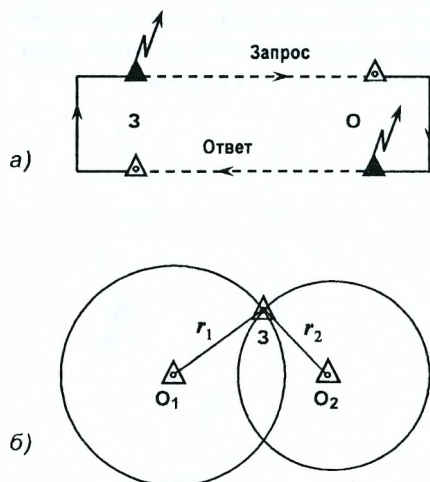


Рисунок 1.7

*Дальномерный метод* измерения дальности (рисунок 1.7) предполагает наличие двух приемопередатчиков как в запросчике (З), так и в ответчике (О). Передатчик запросчика излучает сигнал запроса, который принимается через время, равное  $t_3 = r/c$ , приемником ответчика. Передатчик ответчика излучает ответный сигнал запроса, который принимается через время, равное  $t_0 = r/c$ . Таким образом, если задержка сигнала в цепях ответчика равна 0, то измеряемая запросчиком дальность определяется по формуле:

$$r = \frac{c}{2}t,$$

где  $t = t_3 + t_0$ .

*Поверхностью положения* дальномерной системы является поверхностью шара, радиус которого равен  $r$ . Линиями положения в фиксированной плоскости будут окружности, поэтому дальномерные системы иногда называются *круговыми*. Для определения местоположения объекта на плоскости необходимы запросчик на борту и два ответчика с известными координатами (рисунок 1.7,б). Положение объекта может быть определено также с помощью двух запросчиков на земле и ответчика на борту.

Поскольку местоположение объекта определяется по точке пересечения линий положения, а точек — две, то для исключения неоднозначности должны использоваться дополнительные способы ориентирования, у которых точность невысока, но достаточна для выбора одной из точек пересечения линий положения. В частном случае в качестве запросчика может использоваться РЛС, а в качестве ответного — отраженный сигнал.

Поскольку измерение времени радиотехническими средствами может производиться с весьма малыми ошибками, дальномерные системы обеспечивают высокую точность определения местонахождения объекта.



Разностно-дальномерный метод позволяет определить местоположение объекта по разности расстояний до двух передатчиков двух опорных станций, расположенных на Земле, с помощью базового приемника. Станция А является ведущей, она синхронизирует работу ведомой станции В (рисунок 1.8). Измерение разности расстояний  $\Delta r$  позволяет определить лишь соответствующую поверхность положения, которая для  $\Delta r = const$  является гиперboloидом вращения.

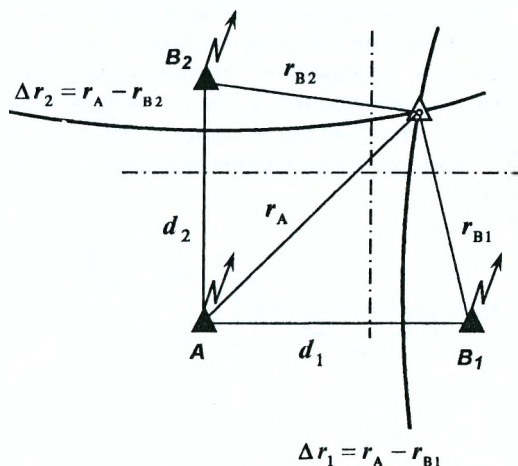


Рисунок 1.8

Если приемник и станции расположены в плоскости Земли, то измеренная величина  $\Delta r$  дает линию положения, которая для  $\Delta r = r_A - r_B = const$  является гиперболой. Для одной пары станций можно построить семейство гипербол с общими фокусами, в которых расположены станции А и В. Расстояние между станциями называется базой. Для заданной базы сетка гипербол наносится на карту заранее и оцифровывается.

Однако одной пары станций недостаточно для определения местоположения объекта. Необходима вторая пара со своей сеткой гипербол, которые дадут точки пересечения с гиперболами первой пары. База второй пары  $d_2$  должна быть расположена под углом к базе  $d_1$ . Обычно ведущая станция является общей и синхронизирует работу обеих ведомых станций.

Точность разностно-дальномерного метода выше точности угломерного метода. Но главным преимуществом разностно-дальномерной системы является ее неограниченная пропускная способность, так как наземные станции могут обслуживать любое число приемников, находящихся в пределах дальности действия системы.

Поскольку асимптотами гипербол являются прямые линии, проходящие через центр базы каждой пары станций, то на расстояниях, в несколько раз превышающих длину базы, линии положения вырождаются в прямые, и разностно-дальномерная система преобразуется в угломерную. В этом случае длина базы выбирается равной половине длины волны станций и уже на небольших расстояниях от базы гиперболы достаточно точно аппроксимируются прямыми.

Комбинированный угломерно-дальномерный метод позволяет определить местоположение объекта из одной точки. Действительно, измерение дальности  $r$  определяет сферическую поверхность положения с радиусом  $r$ , а измерение углового направления определяет плоскость положения. Этот метод используется в радиолокации, где совмещенная РЛС измеряет наклонную дальность  $r$ , азимут  $\beta$  и угол места  $\epsilon$  (рисунок 1.9).

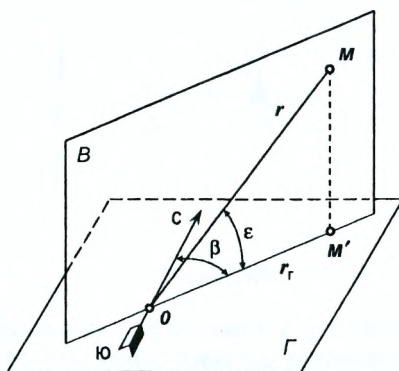


Рисунок 1.9

Возможность определения местоположения из одной точки и с помощью одной станции является большим преимуществом комбинированного метода.

## 1.6 Структурные схемы РЭС

В целях выявления общих элементов (устройств) в различных РЭС рассмотрим некоторые структурные схемы РЭС и входящих в них радиоканалов (радиополитий).

В качестве наиболее распространенной в РЭС представим структурную схему радиополитии, которая может выступать в роли РЭС передачи информации либо составляющих радионавигационных систем и системы активной радиолокации с активным ответом, в том числе системы опознавания своих объектов и др.

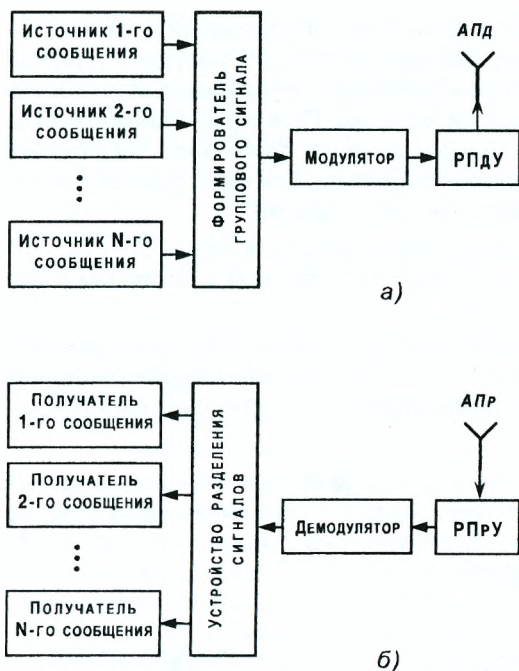


Рисунок 1.10

Структурная схема РЭС передачи информации (радиоканала РЭС) приведена на рисунке 1.10. Она включает в себя источники информации, датчики, устройство объединения каналов, кодирующее устройство и модулятор и генератор, которые вместе представляют передатчик, антенны, входное устройство, декодирующее устройство, устройство разделения каналов, совместно составляющие приемник, индикаторное, регистрирующее или управляемое устройство (получатель информации).

Источником информации может быть изучаемое физическое явление или информатор. Если источников информации много, то в радиолинии должно использоваться соответствующее число каналов, каждый для передачи одного вида информации (одной команды, одного сообщения, одного измеряемого параметра). При передаче информации о физических параметрах неэлектрической природы требуется эту информацию преобразовать в электрический сигнал с помощью датчика. Используя электрический сигнал датчика для модуляции переносчика сигнала (поднесущей) в каждом радиоканале и объединяя напряже-

ния поднесущих в устройстве объединения каналов (устройстве уплотнения) для кодирования и модуляции несущей, получаем радиосигнал (электромагнитное колебание), передаваемый на приемный пункт с помощью передающей антенны. Принятый приемной антенной радиосигнал декодируется и разделяется по каналам так, чтобы воздействовать на соответствующее устройство или быть зарегистрированным на соответствующем носителе информации.

РЭС извлечения информации, в частности РЛС, могут быть активными с пассивным ответом, активным с активным ответом, полуактивными и пассивными.

Структурная схема активной РЛС с пассивным ответом представлена на рисунке 1.11. Она включает в себя радиопередатчик (РПДУ) с антенной  $A_n$  и радиоприемник (РПРУ) с антенной  $A_{пр}$ .

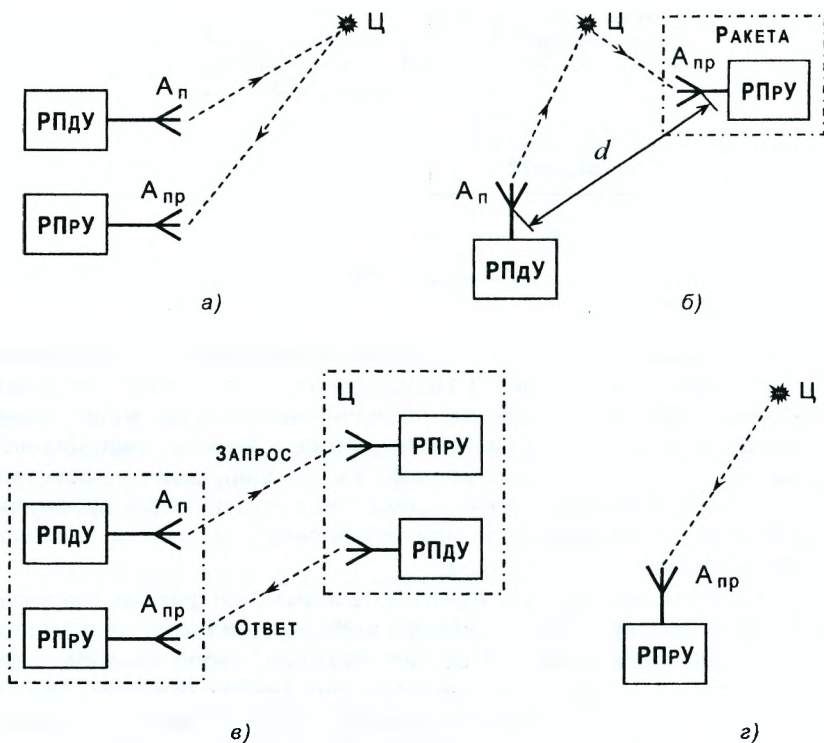


Рисунок 1.11

Активная РЛС с пассивным ответом позволяет извлечь информацию путем зондирования пространства электромагнитными колебаниями (радиосигналами), которые после отражения от цепей несут информацию о них. Эти колебания поступают на вход приемного устройства, где и происходит извлечение информации.

*Структурная схема активной РЛС с активным ответом* отличается от схемы (рисунок 1.11,а) лишь тем, что информация об объекте извлекается не из отраженного, а из переизлученного сигнала, для чего на объекте должен быть размещен приемо-ответчик (рисунок 1.11,в).

*Полуактивная РЛС* использует отраженный от цели сигнал (рисунок 1.11,б), однако передача зондирующего сигнала (сигнала подсвета) и прием отраженного производятся в разных пунктах (например, на Земле и на наводимой ракете).

Наконец, *пассивная локация* использует для извлечения информации о цели сигнал, излучаемый самой целью (рисунок 1.11,г).

Таким образом, передача и извлечение информации осуществляются РЭС различного назначения путем формирования зондирующего сигнала и излучения его с помощью антенны в пространство. Прием прямого, отраженного, переизлученного или излученного целью сигнала, несущего информацию о наблюдаемом объекте (цели), осуществляется приемной антенной. Информация закодирована в радиосигнале, представляющем собой электромагнитную волну, падающую на приемную антенну.

Параметрами электромагнитной волны являются: поляризация, амплитуда, частота, фаза и волновой вектор, характеризующий направление распространения; те из них, в которых закодировано сообщение, называются *информативными*, остальные — *неинформативными*.

Из анализа приведенных структурных схем РЭС можно сделать вывод о том, что эти схемы имеют ряд общих, независимых от типа РЭС устройств, которые могут рассматриваться (синтезироваться, анализироваться) отдельно от самих РЭС того или иного назначения. К ним относятся: антенные системы, передающие и приемные устройства, которые и будут рассмотрены в разделах 4, 5, 6 и 7.

## 1.7 Тактико-технические характеристики РЭС

Характеристики РЭС обычно разделяют на тактические и технические, которые в совокупности и формируют тактико-технические характеристики (ТТХ), записываемые в формуляр (паспорт) РЭС. Последнее происходит при приеме-сдаче разработанной РЭС в эксплуатацию. Этому моменту в жизненном цикле РЭС предшествует ряд этапов, которые начинаются с разработки министерством (профильным НИИ) тактико-технических требований (ТТТ) к разрабатываемой РЭС. По содер-

жанию они включают требования, аналогичные характеристикам РЭС. В идеальном случае ТТХ разработанной РЭС должны быть не хуже ТТТ.

Проектирование РЭС начинается с составления и согласования между заказчиком и исполнителем тактико-технического задания (ТТЗ) на систему. Если количественные характеристики системы и возможность ее физической реализации заранее неизвестны, составлению ТТЗ может предшествовать НИР или аван-проект, выполняемые исполнителем на конкурсных условиях.

Следующий этап — эскизное проектирование (ЭП), целью которого является определение основных технических решений и количественной оценки основных показателей качества, выбор способов конструирования и обоснование технологических возможностей изготовления. На этапе ЭП основные решения проверяются экспериментально на макетах и моделируются на ЭВМ.

Технический проект (ТП) выполняет те же задачи, что и ЭП, но значительно детальнее с целью получения и проверки на макетах и моделях всех характеристик разрабатываемой системы.

Затем разрабатывается рабочая документация, в первую очередь рабочие чертежи всех приборов и входящих в них блоков, узлов и деталей. Разрабатываются спецификация, принципиальные и функциональные схемы, технические условия, техническое описание и др.

По разработанной рабочей документации с целью ее проверки и коррекции изготавливается комплект приборов, входящих в опытный образец системы, производится установка его сначала на заводском стенде, потом на объекте, делается межприборный кабельный монтаж и прокладка СВЧ линий.

Опытный образец или партия образцов подвергаются испытанию, на которых выявляется соответствие ТТХ и ТТЗ, устраняются недостатки, корректируется рабочая документация. Далее налаживается серийное производство с предварительным изготовлением установочной серии.

Тактическими называются характеристики РЭС, которые определяют ее функциональные возможности при практическом использовании. К ним относятся:

- зона действия РЭС;
- время обзора;
- пропускная способность;
- разрешающая способность;
- вид и точность измеряемых параметров;
- помехозащищенность;
- электромагнитная совместимость;
- надежность;
- масса и габариты.

*Зоной действия* (видимости) называют область пространства, в которой РЭС выполняет свои функциональные задачи с заданными качественными показателями.

Зона действия РЭС ограничена *дальностью действия РЭС, предельными углами азимута и места*, определяемыми ДН антенны и границами сканирования (качания или вращения) луча. Пределы сканирования определяют зону обзора РЛС; закон изменения направления максимума излучения во времени определяет способ обзора или сканирования; длительность обзора всей зоны — *время обзора*, а величина зоны, просматриваемой в единицу времени, — *скорость обзора*.

Для РЭС передачи информации зона действия может быть ограничена, например, только дальностью достоверного приема, которая для современных линий космической связи может достигать десятков миллионов километров.

Под *дальностью действия* РЭС понимают максимальное расстояние  $r_{max}$  до объекта с заданной эффективной поверхностью рассеяния, на котором обеспечиваются заданные качественные показатели обнаружения (для радиолокации) или получение допустимых ошибок измерения координат и параметров движения цели (объекта — для радионавигации).

*Пропускная способность* определяется количеством объектов (информации), одновременно обслуживаемых РЭС или обслуживаемых в единицу времени. Пропускная способность зависит от многих факторов, в том числе от размеров зоны обзора, разрешающей способности и др.

*Разрешающая способность* характеризует способность РЭС различать сообщения, заключенные в радиосигналах, малоотличающихся значениями одного или нескольких параметров. Если разность информационных параметров  $\Delta x$ , то разрешающая способность определяется минимальной величиной этой разности, при которой еще возможно различение двух равных сообщений (параметров сигналов).

*Вид и точность измерения параметров радиосигналов* — одна из важных характеристик, определяющая возможность практического использования РЭС. Так, для определения места расположения наземных и надводных объектов достаточно измерить точно две координаты (дальность и азимут), а при слежении за воздушными целями необходимо измерять три координаты (дальность, азимут и угол места). В случае управления беспилотными объектами необходимо, кроме того, измерять и скорость изменения координат.

Точность измерения параметров характеризуется ошибкой, которая количественно определяется дисперсией или среднеквадратическим отклонением.

*Помехоустойчивость* РЭС определяется способностью РЭС выполнять свои задачи в условиях помех без снижения качественных показателей. Количественно помехоустойчивость РЭС можно оценить отношением

$$\left(\frac{U_c}{U_n}\right)_{\text{вых}} / \left(\frac{U_c}{U_n}\right)_{\text{вх}} = \mu,$$

где  $\left(\frac{U_c}{U_n}\right)$  — отношение сигнал/помеха.

Если  $\mu \gg 1$ , система отличается высокой помехоустойчивостью, если  $\mu < 1$  — низкой.

*Надежность* РЭС характеризует их способность выполнять свои задачи и сохранять параметры в заданных пределах на протяжении определенного промежутка времени при выполнении условий эксплуатации, хранения и транспортировки. Изменения характеристик сверх допустимых пределов, влекущие за собой невозможность выполнения задачи, называются отказом.

*Масса и габариты* определяются допустимым значениям, которые при проектировании задаются ТТЗ.

К *техническим* характеристикам РЭС относятся параметры, которые непосредственно определяют тактические характеристики РЭС. Основными техническими характеристиками РЭС являются:

- рабочая частота, стабильность, мощность, вид модуляции, ширина спектра излучаемых колебаний;
- характеристики антенны (размер раскрыва или ширина ДН, уровень боковых лепестков);
- способ обзора пространства;
- чувствительность и полоса пропускания приемного устройства;
- вид и параметры устройства отображения и съема информации.

Технические характеристики РЭС должны обеспечить выполнение системой заданных технических требований. Анализ связей между тактическими и техническими характеристиками проводится в последующих разделах. Здесь же укажем лишь на то, что эти связи неоднозначны. Заданные тактические характеристики могут быть обеспечены при различных значениях технических параметров. Поэтому выбор технических параметров проводится с учетом многих факторов, на которые эти параметры влияют.

Наконец, при выборе технических параметров необходимо учитывать требования электромагнитной совместимости (ЭМС), чтобы РЭС не создавала непреднамеренных помех другим РЭС и была защищена от помех, создаваемых источниками электромагнитных излучений.



## 2 Основные виды сигналов РЭС и их автокорреляционные функции

### 2.1 Описание излучаемых РЭС сигналов

Вид излучаемого (зондирующего) сигнала зависит от того, какую информацию необходимо получить. Как будет показано дальше, для обеспечения высокой разрешающей способности по дальности, точного и однозначного измерения дальности целей необходимо излучать последовательность коротких радиоимпульсов, в то время как для точного измерения радиальной скорости цели, обеспечения защиты РЛС от пассивных помех необходимо излучать сигналы большой длительности (гармоническое колебание, последовательность когерентных радиоимпульсов). В РНС, в РЭС передачи информации (радиовещание, телевидение) используются непрерывные сигналы с внутренней модуляцией (манипуляцией). Даже в отдельной РЭС в различных режимах могут использоваться разные виды сигналов.

С учетом этих и других особенностей информационных РЭС в настоящее время в них используется много видов сигналов: от простых радиоимпульсов и гармонических колебаний до сложных сигналов с модуляцией нескольких параметров.

В общем виде излучаемый на СВЧ сигнал РЭС может быть описан с точностью до постоянного множителя выражением

$$u(t) = U(t) \cos[2\pi f_0 t - \varphi(t)] = \operatorname{Re} \left\{ \dot{U}(t) e^{j2\pi f_0 t} \right\}, \quad (2.1)$$

где  $U(t)$  и  $\varphi(t)$  описывают законы амплитудной и фазовой модуляции соответственно;  $f_0$  — средняя (несущая) частота;  $\dot{U}(t) = U(t) e^{-j\varphi(t)}$  — комплексная амплитуда сигнала. При неподвижной ДН передающей антенны модуляция сигнала определяется радиопередающим устройством (РПДУ) РЭС. Поэтому выражение (2.1) можно рассматривать как напряжение на выходе РПУ, либо как напряженность электрического поля излучения в фиксированной точке пространства.

Комплексная амплитуда содержит полную информацию о модуляции сигнала и определяется парой квадратурных составляющих  $U_c(t)$  и  $U_s(t)$ :

$$\dot{U}(t) = U_c(t) - jU_s(t), \quad (2.2)$$

где  $U_c(t) = U(t) \cos \varphi(t)$  — синфазная (косинусная) составляющая;  $U_s(t) = U(t) \sin \varphi(t)$  — квадратурная (синусная) составляющая.

Известно, что сигнал  $u(t)$  и его частотный спектр (спектральная плотность)  $\dot{g}_c(f)$  связаны парой преобразования Фурье: прямым

$$\dot{g}_c(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.3)$$

и обратным

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{g}_c(f)e^{j2\pi ft} df. \quad (2.4)$$

Комплексная спектральная плотность несет информацию об амплитуде и фазе каждой составляющей частоты (гармоники спектра сигнала)

$$\dot{g}_c(f) = g_c(f) \exp \{ \arg g_c(f) \}, \quad (2.5)$$

где  $g_c(f)$  — амплитудно-частотный спектр (АЧС) сигнала;  $\arg \dot{g}_c(f)$  — фазо-частотный спектр (ФЧС) сигнала.

Аналогично для комплексной амплитуды (2.2) имеем спектральную плотность

$$\dot{G}_c(f) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t)e^{-j\varphi(t)}e^{-j2\pi ft} dt = G_c(f) \exp \{ \arg \dot{G}_c(f) \}. \quad (2.6)$$

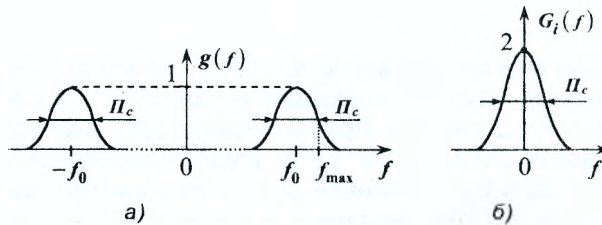


Рисунок 2.1

Для сравнения на рисунке 2.1, а, б показаны АЧС  $g_c(f)$  колокольного радиоимпульса и АЧС  $G_c(f)$  — его комплексной огибающей (амплитуды). Спектр радиоимпульса (рисунок 2.1, а) сосредоточен вокруг частоты  $f_0$  в интервале  $B_c$  — *полосы частот* или *ширины спектра*. Обычно  $f_0 \gg B_c$  и сигнал считается узкополосным. Верхняя граничная частота спектра такого сигнала  $f_{max} \approx f_0 + \frac{B_c}{2}$ , т. е. определяется средней частотой сигнала и шириной его спектра.

АЧС комплексной амплитуды  $G_c(f)$  (рисунок 2.1,б) сосредоточен вблизи нулевой частоты в интервале  $\Pi_c$ . Спектры квадратурных составляющих  $U_c(t)$  и  $U_s(t)$  комплексной амплитуды тоже сосредоточены вблизи нулевых частот (видеочастот). Сигналы с такими спектрами называют видеосигналами.

Верхняя граничная частота видеосигнала  $f_{max} \approx \frac{\Pi_c}{2}$ , т. е. определяется только шириной спектра сигнала.

При  $f \gg \Pi_c$  спектр радиосигнала  $\dot{g}_c(f)$  получим путем переноса спектра  $G_c(f)$  его комплексной амплитуды по оси частот

$$\dot{g}_c(f) = \begin{cases} \frac{1}{2} \dot{G}_c(f - f_0), & f > 0, \\ \frac{1}{2} \dot{G}_c(f + f_0), & f < 0. \end{cases} \quad (2.7)$$

При последующем анализе используемых в РЭС сигналов будем различать простые и сложные *узкополосные* сигналы.

Для *простых* радиосигналов их база  $n$  — произведение ширины спектра  $\Pi_c$  на длительность сигнала  $\tau_c$  — равна единице, в то время как для сложных сигналов их база  $n \gg 1$ .

Рассмотрим в качестве примеров некоторые простые и сложные узкополосные сигналы РЭС.

## 2.2 Простые узкополосные радиосигналы

К простым узкополосным радиосигналам можно отнести непрерывное гармоническое колебание и радиоимпульсы без внутриимпульсной модуляции.

Непрерывный немодулированный радиосигнал — гармоническое колебание с постоянной амплитудой  $U_0$  и частотой  $f_0$ :

$$u(t) = U_0 \cos 2\pi f_0 t.$$

Спектр такого сигнала представляет собой одну дискретную составляющую на частоте  $f_0$ .

Чтобы получить простой узкополосный радиоимпульс, необходимо промодулировать гармоническое колебание по амплитуде видеоимпульсом. Пусть излучаемый сигнал — прямоугольный радиоимпульс (рисунок 2.2,а). Такой сигнал можно задать в виде произведения прямоугольного видеоимпульса длительности  $\tau_u$  (рисунок 2.2,б), описываемого в виде

$$U(t) = \begin{cases} U_0 & \text{при } |t| \leq \frac{\tau_u}{2}, \\ 0 & \text{при } |t| > \frac{\tau_u}{2}, \end{cases} \quad (2.8)$$

и гармонического колебания  $\cos 2\pi f_0 t$ , т. е.

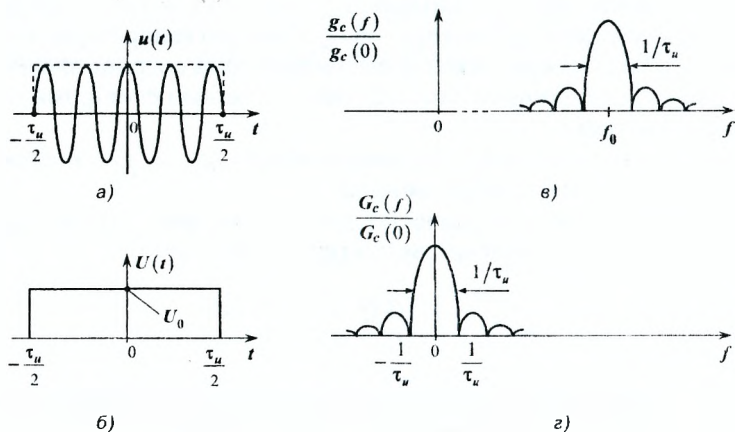


Рисунок 2.2

$$u(t) = \begin{cases} U_0 \cos 2\pi f_0 t & \text{при } |t| \leq \frac{\tau_u}{2}, \\ 0 & \text{при } |t| > \frac{\tau_u}{2}. \end{cases} \quad (2.9)$$

Используя формулу (2.6), можно найти спектральную плотность прямоугольного видеоимпульса

$$\dot{G}_c(f) = U_0 \int_{-\frac{\tau_u}{2}}^{\frac{\tau_u}{2}} e^{-i2\pi f t} dt = U_0 \tau_u \frac{\sin(\pi f \tau_u)}{\pi f \tau_u}. \quad (2.10)$$

Отсюда нормированный АЧС прямоугольного видеоимпульса имеет вид

$$\frac{G_c(f)}{G_c(0)} = \left| \frac{\sin(\pi f \tau_u)}{\pi f \tau_u} \right|, \quad (2.11)$$

изображенный на рисунке 2.2,г. На этом рисунке показана ширина спектра  $P_c = 1/\tau_u$  на уровне 0,64 амплитуды АЧС. Для уровня 0,5 амплитуды принимают  $P_c \approx 1/\tau_u$ . Используя (2.7) и (2.10), получим нормированный АЧС прямоугольного радиоимпульса для  $f > 0$

$$\frac{g_c(f)}{g_c(0)} = \left| \frac{\sin[\pi(f - f_0)\tau_u]}{\pi(f - f_0)\tau_u} \right|, \quad g_c(0) = \frac{U_0 \tau_u}{2}, \quad (2.12)$$

вид, которого приведен на рисунке 2.2,в.

Энергия излучаемого сигнала может быть определена с помощью формулы Парсеваля:

$$\mathcal{E} = \int_{-\infty}^{\infty} |g_c(f)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt.$$

Такая величина энергии выделяется на единичном сопротивлении. Для прямоугольного радиоимпульса:

$$\mathcal{E} = P_u \tau_u,$$

где  $P_u$  — импульсная мощность сигнала.

Обратим внимание, что длительность простого радиоимпульса влияет как на разрешающую способность по дальности, так и на энергию излучаемого сигнала.

### 2.3 Сложные узкополосные радиосигналы

В качестве примеров рассмотрим импульсные сложные радиосигналы с частотной модуляцией и фазовой манипуляцией.

На практике широкое применение нашла линейная частотная модуляция (ЛЧМ) мгновенной частоты радиоимпульса с прямоугольной огибающей. Закон изменения частоты во времени можно записать в виде  $f(t) = f_0 + \frac{\Delta f}{\tau_u} t$ ,  $-\frac{\tau_u}{2} \leq t \leq \frac{\tau_u}{2}$ , где  $\Delta f$  — девиация частоты, характеризующая границы изменения частоты от  $f_0 - \frac{\Delta f}{2}$  до  $f_0 + \frac{\Delta f}{2}$  (рисунок 2.3,а).

Во временной области ЛЧМ радиоимпульс прямоугольной формы (рисунок 2.3,б) описывается выражением (при единичной амплитуде)

$$u(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f_0 t + \pi \frac{\Delta f}{\tau_u} t^2) & \text{при } |t| \leq \frac{\tau_u}{2}, \\ 0 & \text{при } |t| > \frac{\tau_u}{2}. \end{cases} \quad (2.13)$$

Подставляя (2.13) в (2.3), можно найти выражение для спектральной плотности  $\dot{g}_c(f)$ .

Опуская вычисления, отметим лишь особенности этого спектра. При величине базы ЛЧМ сигнала  $n = \tau_u \Delta f \geq 20$  АЧС прямоугольного ЛЧМ радиоимпульса аппроксимируется прямоугольником шириной  $\Delta f$  (рисунок 2.3,в). ФЧС описывается параболической зависимостью

$$\arg \dot{g}_c(f) \approx -\pi \tau_u \frac{(f - f_0)^2}{\Delta f}. \quad (2.14)$$

АЧС колоколообразного ЛЧМ радиоимпульса тоже определяется величиной девиации частоты  $\Delta f$ , но изменяется более плавно.

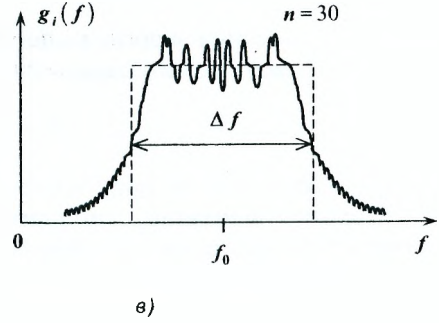
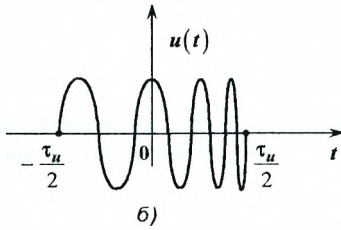
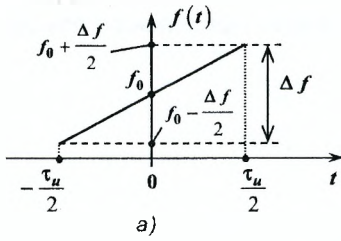


Рисунок 2.3

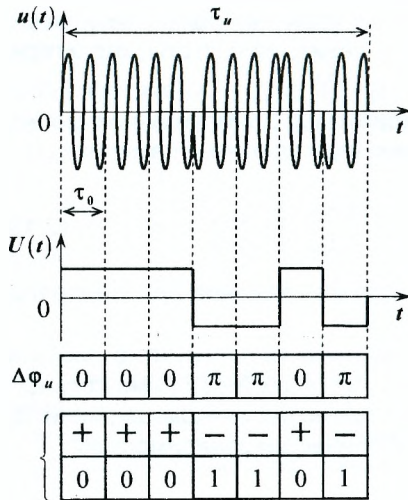


Рисунок 2.4

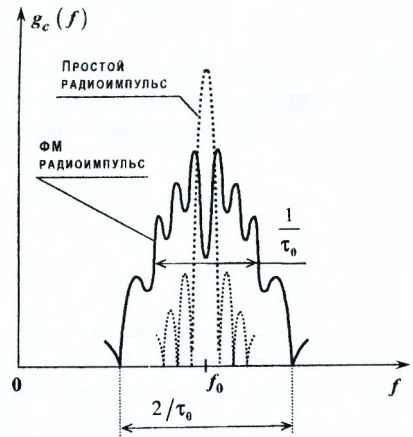


Рисунок 2.5

Таким образом, ширина спектра ЛЧМ радиоимпульса не зависит от длительности сигнала и его формы, а определяется девиацией частоты, т. е.  $P_c \approx \Delta f$ . Можно также сделать вывод о том, что выбор длительности импульса ЛЧМ сигнала и ширины его спектра может осуществляться независимо с целью обеспечения заданных ТТЗ значений разрешающей способности РЭС по дальности и скорости и энергии излучаемого сигнала.

Другим способом расширения спектра радиоимпульса является фазовая манипуляция (ФМ). Сущность этой манипуляции состоит в изменении начальной фазы в парциальных импульсах (дискретах) длительностью  $\tau_0$ , на которые разбивается радиоимпульс общей длительностью  $\tau_u$ . Начальная фаза парциальных импульсов может принимать значения, например, 0 и  $\pi$  по коду Баркера или М-коду. В качестве примера на рисунке 2.4 показан ФМ по коду Баркера радиоимпульс  $u(t)$ , состоящий из семи дискрет. Тут же показаны закон модуляции начальной фазы  $\Delta\varphi_i$  каждой из дискрет, а также условные обозначения начальных фаз 0 и  $\pi$  как знаками + и –, так и 1 и 0.

Спектр ФМ радиоимпульса можно представить как наложение спектров смещенных на  $n \cdot \tau_0$  парциальных радиоимпульсов:

$$\dot{g}_c(f) = \dot{g}_0(f) \sum_{l=1}^{n-1} C_l e^{-j2\pi f l \tau_0}, \quad (2.15)$$

где  $\dot{g}_0(f)$  — спектральная плотность одного из парциальных импульсов;

$$C_l = \begin{cases} i & \text{при } \Delta\varphi_i = 0, \\ -i & \text{при } \Delta\varphi_i = \pi. \end{cases}$$

В соответствии с (2.15) на рисунке 2.5 показан АЧС ФМ радиоимпульса (сплошная кривая), пунктирной показан АЧС простого радиоимпульса длительностью  $n \cdot \tau_0 = \tau_u$ .

Из приведенного АЧС ФМ радиоимпульса видно, что ширина его спектра определяется длительностью парциального импульса  $\tau_0$ , она значительно больше ширины спектра радиоимпульса той же длительности  $\tau_u$ , но без внутриимпульсной манипуляции.

## 2.4 Когерентная пачка радиоимпульсов

Такой вид сигнала имеет место при импульсном излучении РЭС и сканировании антенны.

Пачка радиоимпульсов представляет собой последовательность ограниченного числа радиоимпульсов длительностью  $\tau_u$  каждый, следующих с временным интервалом  $T$  — периодом следования. Если фазовая структура пачки радиоимпульсов известна и закономерна, то пачка будет *когерентной*, в противном случае — *некогерентной*.

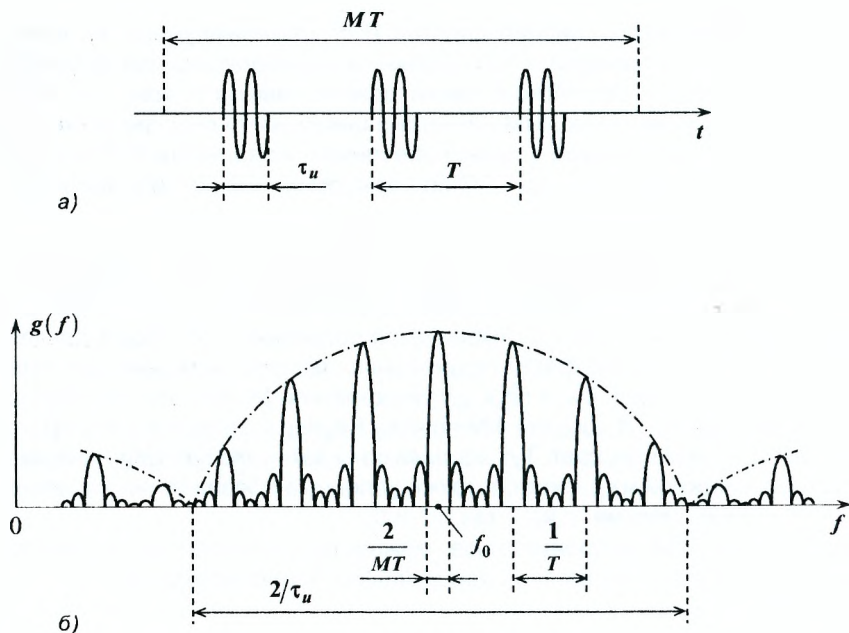


Рисунок 2.6

Когерентная пачка радиоимпульсов позволяет в  $M$  раз ( $M$  — число импульсов в пачке) увеличить энергию сигнала, повысить разрешающую способность и точность измерения по скорости (по сравнению с одиночным импульсом пачки) и разрешающую способность и точность измерения дальности (по сравнению с импульсом длительностью, равной длительности пачки).

На рисунке 2.6 приведен вид пачки и ее АЧХ, которые подтверждают сделанные выше выводы.

## 2.5 Сигналы РЭС передачи информации

Для передачи информации в РЭС используют различные виды модуляции гармонических колебаний: амплитудную (АМ), частотную (ЧМ), фазовую (ФМ) модуляцию (манипуляцию), относительную фазовую манипуляцию (ОФМ), а также методы многократной в основном двукратной частотной (ДЧМ), двукратной относительной фазовой модуляции (ДОФМ). Возможно также использование комбинированных методов модуляции, когда одновременно модулируются несколько параметров сигнала (амплитуда, частота, фаза).



Рассмотрим особенности основных видов модуляции.

**Амплитудная модуляция** — это процесс изменения амплитуды несущего колебания во времени по закону модулирующего сигнала.

Пусть передаваемый сигнал имеет вид

$$u(t) = U_m [1 + m_a A(t)] \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad (2.16)$$

где  $U_m$  — амплитуда несущего колебания;  $m_a = \frac{\Delta U}{U_m}$  — индекс модуляции;  $\Delta U$  — максимально возможное приращение амплитуды;  $A(t)$  — модулирующая функция ( $|A| \leq 1$ );  $f_0$  — частота, а  $\varphi_0$  — начальная фаза несущего колебания.

Передача «1» (единицы) обеспечивается генерированием одиночного элемента изменяемого напряжения

$$u_1(t) = U_m \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$$

длительностью  $\tau_c$ , а передача «0» (нуля) соответствует паузе  $u_0(t) = 0$  на таком же временном интервале.

В случае, когда функция  $A(t)$  представляет собой суперпозицию дискретных частот  $F_i$ ,  $i = 1, 2, \dots$ , спектр модулированного колебания содержит в себе несущую частоту  $f_0$  и боковые частоты  $f_0 \pm F_i$ . При непрерывном сплошном спектре модулирующих колебаний  $A(t)$  спектр модулированного колебания включает в себя колебания несущей частоты  $f_0$ , нижней

$$f_0 - F_{max} \leq f \leq f_0 - F_{min}$$

и верхней боковой полосы частот

$$f_0 + F_{min} \leq f \leq f_0 + F_{max}$$

что иллюстрируется на рисунке 2.7.

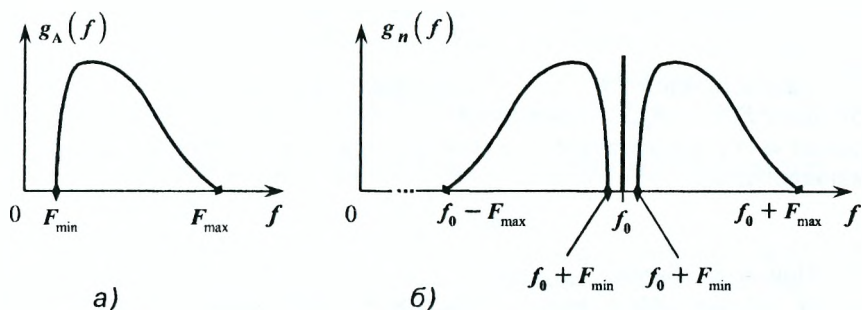


Рисунок 2.7

На рисунке 2.7,а представлен амплитудно-частотный спектр речевого сообщения  $A(t)$ , сосредоточенного в нижней области частот. На рисунке 2.7,б показан амплитудно-частотный спектр модулированного колебания  $u(t)$ .

Для выделения сообщения в приемном пункте радиоканала производится демодуляция с помощью амплитудного детектора (АД) и фильтра нижних частот (ФНЧ).

Использование амплитудной модуляции связано со значительными ограничениями. АМ дает мало возможностей для уменьшения влияния помех как внутренних, так и внешних. Информация, содержащаяся в сигнале, передается в двух боковых полосах. Подавление одной из них, а также несущей с целью более экономного использования радиодиапазона приводит к усложнению аппаратуры.

С этих позиций АМ используется в основном в радиовещании и телевидении, а также в системах связи, где важна простота устройств. АМ используется также в телеграфии.

*Частотно-модулированный сигнал имеет вид*

$$u(t) = U_m \cos \{2\pi [f_0 + \Delta f_m \theta(t)]\}, \quad (2.17)$$

где  $U_m$  — амплитуда несущего колебания;  $f_0$  — средняя (несущая) частота;  $\Delta f_m$  — девиация частоты;  $\theta(t)$  — индекс частотной модуляции.

В свою очередь

$$\theta(t) = \int_0^t A(s) ds, \quad (2.18)$$

где  $A(s)$  — модулирующая функция, в которой непосредственно содержится информация.

В случае модуляции двоичным кодом символам «1» и «0» соответствуют напряжения

$$\begin{aligned} \text{«1»} &\rightarrow u_1(t) = U_m \cos 2\pi f_1 t, \\ \text{«0»} &\rightarrow u_2(t) = U_m \cos 2\pi f_2 t. \end{aligned}$$

Разность частот  $f_1 - f_2 = F_p$  называют расхождением частот, а ее половину  $F_p/2 = F_{\text{дев}}$  — девиацией частоты. Отношение девиации к основной частоте модуляции  $F_m$  называют индексом частотной модуляции (манипуляции)

$$m_{\text{ч}} = \frac{F_{\text{дев}}}{F_m}.$$

При этом обычно  $F_{\text{дев}} \ll f_0$ .

В случае, если индекс частотной модуляции довольно мал ( $m_{\text{ч}} \ll 1$ ), в спектре сигнала  $u(t)$  практическое значение имеют лишь три составляющие:  $f_0$ ,  $f_0 - F$  и  $f_0 + F$ , т. е. так же как и при АМ.

ЧМ имеет существенные положительные особенности. Это связано с тем, что частота в наименьшей степени искажается при распространении ЭМВ по сравнению с другими параметрами сигнала. То же самое можно сказать и при прохождении сигнала через радиоаппаратуру. Поэтому в большинстве РЭС передачи информации, в которых применяются непрерывные сигналы, используется частотная модуляция.

Кроме того, использование ЧМ сигналов позволяет уменьшить влияние помех на РЭС за счет расширения спектра сигнала. В то же время этот фактор свидетельствует о том, что РЭС с ЧМ сигналом требует большая полоса частот по сравнению, например, с АМ сигналов.

Сигнал с *фазовой модуляцией* (манипуляцией) имеет вид:

$$u(t) = U_m \cos[2\pi f_0 t + m_\phi A(t)],$$

где  $U_m$  — амплитуда несущего колебания;  $f_0$  — частота колебания;  $m_\phi$  — индекс фазовой модуляции;  $A(t)$  — модулирующая функция.

В случае, когда манипуляция осуществляется двоичным кодом, символам «1» и «0» соответствуют напряжения:

$$\text{«1»} \rightarrow u_1(t) = U_m \cos 2\pi f_0 t, \quad (2.19)$$

$$\text{«0»} \rightarrow u_2(t) = U_m \cos(2\pi f_0 t + \pi). \quad (2.20)$$

Такие сигналы, как известно, называются противофазными, а при сдвиге на  $\pi/2$  — ортогональными.

Значительные случайные сдвиги фаз при передаче привели к необходимости использования так называемой относительной фазовой манипуляции. При этом символы «1» и «0» передаются не теми значениями фазы (0,  $\pi$ ), описанными формулами (2.19), (2.20), а изменением или отсутствием изменения фазы.

Следует отметить, что помехоустойчивость РЭС с ФМ-сигналом выше, чем у РЭС с АМ-сигналом.

Кроме рассмотренных основных видов, в РЭС передачи информации используются и другие виды модуляции (манипуляции). Однако поскольку с видом модуляции сигнала связаны принципы построения радиоэлектронных систем передачи, то целесообразно их рассматривать в принципах построения РЭС передачи информации (раздел 18).

## 2.6 Автокорреляционная функция излучаемого сигнала

От параметров излучаемого сигнала зависят основные характеристики РЭС: максимальная дальность действия, точность определения координат и скорости объектов, разрешающая способность по дальности и скорости. В зависимости от требований к ТТХ РЭС выбирают тот или иной вид модуляции, тот или иной вид сигнала.

Автокорреляционная функция (АКФ) является весьма удобной характеристикой, позволяющей оценить потенциальные возможности сигнала и правильно выбрать его параметры и методы обработки.

АКФ — это двумерная автокорреляционная функция

$$\psi(\tau, F) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u(t - \tau)e^{j2\pi Ft} dt \right| = \frac{1}{2} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t)\dot{U}^*(t - \tau)e^{j2\pi Ft} dt \right|, \quad (2.21)$$

где  $\tau$  и  $F$  — расстройки соответственно по времени и частоте.

Двумерную АКФ называют также *функцией рассогласования*, *функцией неопределенности*, а объем, ограниченный нормированной АКФ и плоскостью  $\tau, 0, F$  — *телом неопределенности*  $\rho(\tau, F)$ .

$$\rho(\tau, F) = \frac{\psi(\tau, F)}{\psi(0, 0)} = \frac{1}{2\mathfrak{E}} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t - \tau)\dot{U}^*(t) dt \right|, \quad (2.22)$$

где  $\psi(0, 0) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 dt = \mathfrak{E}$ ; при этом  $\rho(0, 0) = 1$ .

Для изображения тел неопределенности наряду с аксонометрическим представлением АКФ (рисунок 2.8) используют вертикальные сечения тела неопределенными плоскостями  $\tau = const$  и  $F = const$ , и горизонтальные сечения плоскостями  $\rho(\tau, F) = const$ , называемыми *диаграммами неопределенности*.

При разрешении двух сигналов одинаковой интенсивности размеры диаграммы неопределенности на уровне  $\rho(\tau, 0) = 0,5$  и  $\rho(0, F) = 0,5$  определяют потенциальные разрешающие способности сигнала по времени запаздывания и доплеровскому смещению частоты соответственно.

Вместе с (2.22) используют также частотное представление  $\rho(\tau, F)$  в виде

$$\rho(\tau, F) = \frac{1}{2\mathfrak{E}} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(f)\dot{G}^*(f - F)e^{j2\pi f\tau} df \right|, \quad (2.23)$$

где  $\dot{G}(f)$  — спектральная плотность комплексной амплитуды  $\dot{U}(t)$ .

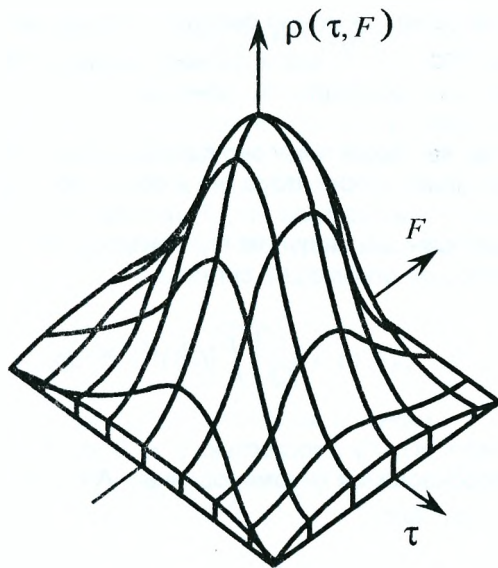


Рисунок 2.8

Наряду с разрешающими способностями диаграмма неопределенности позволяет оценить *точность измерения* времени запаздывания (дальности) и смещения частоты (скорости). Действительно, чем меньше рассогласование по  $\tau$  и  $F$  (меньше размеры диаграммы неопределенности по осям  $\tau$  и  $F$ ), тем меньше ошибки измерения этих параметров и наоборот.

## 2.7 Свойства автокорреляционных функций сигналов

Двумерная АКФ может быть экспериментально снята, если на входы коррелятора (рисунок 2.9) подавать один и тот же сигнал, но со смещением по времени  $\tau$  и частоте  $F$ .

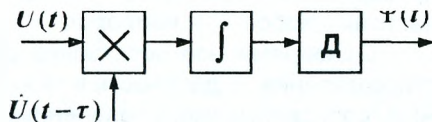


Рисунок 2.9

В этом случае при изменении  $\tau$  и  $F$  на выходе детектора (Д) получим численные значения АКФ  $\psi(\tau, F)$ . Если на вход подавать ожидаемый и принимаемый сигналы, получим функцию рассогласования  $\psi(\tau, F)$ .

Свойства АКФ сигналов можно свести к следующим:

1. Двумерная АКФ  $\psi(\tau, F)$  как и нормированная АКФ  $\rho(\tau, F)$  обладают свойством центральной симметрии  $\psi(-\tau, -F) = \psi(\tau, F)$ ,  $\rho(-\tau, -F) = \rho(\tau, F)$
2. АКФ сигнала, как будет показано далее, характеризует выходной эффект не только коррелятора, но и *согласованного фильтра*.
3. Вертикальное сечение тела  $\rho(\tau, F)$  плоскостью  $F = 0$  определяется нормированным модулем Фурье-преобразования квадрата АЧС комплексной огибающей сигнала

$$\rho(\tau, 0) = \frac{1}{2\mathfrak{E}} \left| \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 e^{j2\pi Ft} df \right|.$$

4. Сечение тела  $\rho(\tau, F)$  плоскостью  $\tau = 0$  характеризует модуль Фурье-преобразования (нормированный АЧС) квадрата огибающей  $|\dot{U}(t)|^2$  сигнала

$$\rho(0, F) = \frac{1}{2\mathfrak{E}} \left| \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 e^{j2\pi Ft} dt \right|.$$

5. Объем, ограниченный поверхностью  $\rho^2(\tau, F)$  и плоскостью  $\tau, 0$ ,  $F$  всегда равен единице

$$V_{\rho^2} = \iiint_{-\infty}^{\infty} \rho^2(\tau, F) d\tau dF = 1.$$

Отсюда следует вывод о том, что объем тела неопределенности не зависит от формы сигнала. Для простого сигнала повышение разрешающей способности и точности измерения во времени (дальности) приводит к снижению разрешающей способности и точности измерения частоты (скорости) и наоборот.

Одновременное повышение разрешающей способности и точности измерения по дальности и скорости приводит к изменению рельефа АКФ, сопровождаемого появлением дополнительных (боковых) лепестков и другим нежелательным эффектам.

В этом явлении и состоит *принцип неопределенности*, который вызвал необходимость исследовать пути разрешения неопределенности и привел, в частности, к использованию внутриимпульсной модуляции для преодоления указанных выше трудностей. Последнее проиллюстрируем на конкретных примерах АКФ простых и сложных сигналов.

## 2.8 Примеры автокорреляционных функций сигналов РЭС

Не вдаваясь в подробности математических вычислений, отметим, что функции неопределенности различных сигналов можно получить, подставив в (2.22, 2.23) временное (или частотное) представление сигнала.

Для простого радиоимпульса нормированная функция неопределенности имеет вид:

$$\rho(\tau, F) = \begin{cases} \frac{\sin[\pi F \tau_u (1 - \frac{|\tau|}{\tau_u})]}{\pi F \tau_u}, & |\tau| \leq \tau_u, \\ 0, & |\tau| > \tau_u. \end{cases} \quad (2.24)$$

Отсюда для вертикальных сечений получим

$$\rho(\tau, 0) = \begin{cases} (1 - \frac{|\tau|}{\tau_u}), & |\tau| \leq \tau_u, \\ 0, & |\tau| > \tau_u, \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\rho(0, F) = \begin{cases} \frac{\sin(\pi F \tau_u)}{\pi F \tau_u}, & |\tau| \leq \tau_u, \\ 0, & |\tau| > \tau_u. \end{cases} \quad (2.26)$$

На рисунке 2.10 представлены: а) радиоимпульс; б) сечение АКФ плоскостями  $F = 0$  и  $F = const$ ; в) сечение плоскостями  $\tau = 0$  и  $\tau = const$ ; г) диаграмма неопределенности.

Из анализа приведенных сечений тела неопределенности простого радиоимпульса следует, что его разрешающие способности по времени  $\tau$  и частоте  $F$  определяются прямо и обратно пропорциональными зависимостями от длительности импульса  $\tau_u$

$$\Delta \tau = \frac{1}{\Pi} = \tau_u, \quad \Delta F = \frac{1}{\tau_u}, \quad (2.27)$$

что подтверждает принцип неопределенности.

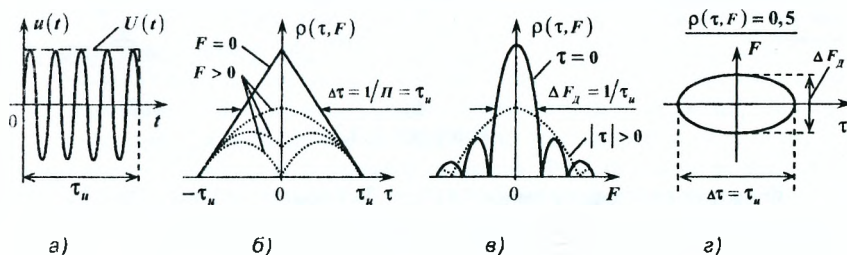


Рисунок 2.10

Для гармонического немодулированного сигнала нормированная функция неопределенности имеет вид:

$$\rho(\tau, F) = \frac{U^2 \left| \int_{-\infty}^{\infty} e^{2\pi i t} dt \right|}{U^2 \left| \int_{-\infty}^{\infty} dt \right|} = \begin{cases} 1, & \text{при } F = 0, \\ 0, & \text{при } F \neq 0. \end{cases} \quad (2.28)$$

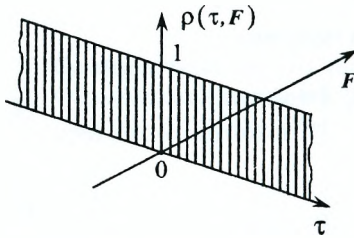


Рисунок 2.11

На рисунке 2.11 изображена функция неопределенности в виде плоскости вдоль оси  $\tau$ , что означает отсутствие разрешения сигналов по времени и наличие возможности высокой разрешающей способности и точности измерения частоты (скорости).

Эти показатели могут быть ограничены нарушением когерентности сигнала (например, за счет нестабильности частоты). В этом случае разрешающая способность по частоте будет определяться временем корреляции  $\tau_k$

$$\Delta F = \frac{1}{\tau_k}$$

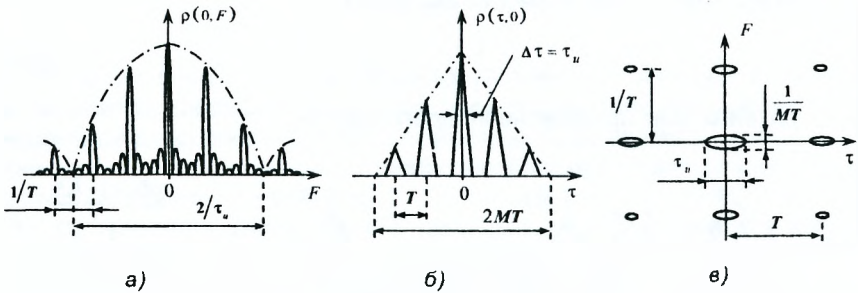


Рисунок 2.12

Функция неопределенности (ФН) для когерентной пачки радиопульсов имеет в своих сечениях плоскостями  $\tau = 0$ ,  $F = 0$  и  $\rho(\tau, F) = 0,5$  виды, показанные на рисунке 2.12. Характерной чертой ФН когерентной пачки является ее периодическая структура, которая свидетельствует о возможности неоднозначного измерения как времени, так и частоты.



Интервалы однозначного измерения времени и частоты определяются периодом следования  $T$  (частотой следования  $F$ ) импульсов.

Разрешающая способность по времени запаздывания (дальности) определяется одиночным импульсом пачки и равна  $\Delta\tau = \tau_u$ , а точность измерения — длительностью импульса и энергией всей пачки.

Разрешающая способность и точность измерения по частоте (скорости) зависит от длительности когерентной пачки и равна:

$$\Delta F = \frac{1}{T_{\Pi}} = \frac{1}{M \cdot T}, \quad (\Delta v_r = \frac{\lambda}{2M \cdot T}). \quad (2.29)$$

При нарушении когерентности пачки характеристики ухудшаются и ограничиваются величиной времени корреляции  $\tau_k$  (вместо  $T_{\Pi} = T \cdot M$ ).

*ЛЧМ радиоимпульс с комплексной амплитудой*

$$\dot{U}(t) = \begin{cases} \exp \left\{ j\pi \frac{\Delta f}{\tau_u} t^2 \right\}, & \text{при } |t| \leq \frac{\tau_u}{2}, \\ 0, & \text{при } |t| > \frac{\tau_u}{2} \end{cases} \quad (2.30)$$

имеет АКФ вида

$$\rho(\tau, F) = \begin{cases} \frac{\sin[\pi(n \cdot \frac{\tau}{\tau_u} + F \cdot \tau_u)(1 - \frac{|\tau|}{\tau_u})]}{\pi(n \cdot \frac{\tau}{\tau_u} + F \cdot \tau_u)}, & \text{при } |\tau| \leq \tau_u, \\ 0, & \text{при } |\tau| > \tau_u, \end{cases} \quad (2.31)$$

где  $n = \tau_u \Delta f$  — база (коэффициент широкополосности) сигнала.

На рисунке 2.13 приведены сечения ФН плоскостями  $F = 0$ ;  $F \leq 0$ ;  $F > 0$  и диаграмма неопределенности на уровне  $\rho = 0,5$ . Из приведенных сечений следует, что импульс (при  $F = 0$ ) сжимается и имеет длительность  $\tau_{сж} = \frac{1}{\Delta f}$ , т. е. разрешающая способность по времени (дальности)  $\Delta\tau = \frac{1}{\Delta f}$  и определяется не длительностью импульса, а шириной спектра сигнала  $\Pi_c = \Delta f$ .

Диаграмма неопределенности (рисунок 2.13,б) развернута относительно осей  $\tau, F$ , что приводит к смещению импульса по времени при расстройке по частоте.

При  $\tau = 0$  выражение (2.31) принимает вид, соответствующий (2.26), т. е. сечение ФН плоскостью  $\tau = 0$  у ЛЧМ сигнала такое же как и у простого радиоимпульса.

Анализ сечений (рисунок 2.13,а,б) позволяет сделать вывод о том, что применение ЛЧМ сигнала может обеспечить одновременно высокие разрешающие способности и точности по дальности и скорости, т. к. длительность импульса и ширину спектра ЛЧМ сигнала можно изменять *независимо*. Недостатком ЛЧМ сигнала является наличие ошибки измерения дальности из-за смешения частоты  $F$

$$|\delta\tau| = \frac{\tau_u}{\Delta f} |F|,$$

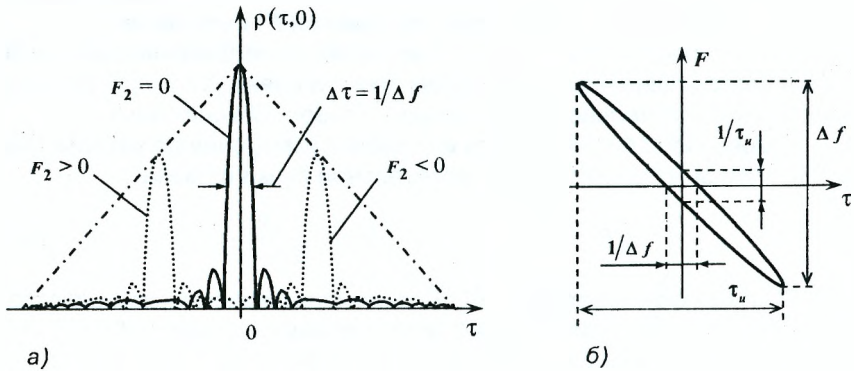


Рисунок 2.13

которая может быть учтена при изменении от импульсу к импульсу закона изменения частоты на обратный (нарастающий на спадающий).

ФМ сигналы могут быть импульсными и непрерывными. На рисунке 2.14 показаны сечения ФН импульсного ФМ сигнала с законом манипуляции фазы по коду Баркера: + + + - - + -. Разрешающие способности по  $\tau$  и  $F$  определяются  $\Delta\tau = \tau_0$  — длительностью парциального (дискретного) импульса, и  $\Delta F = \frac{1}{\tau_u}$ , т. е. длительностью всего сигнала.

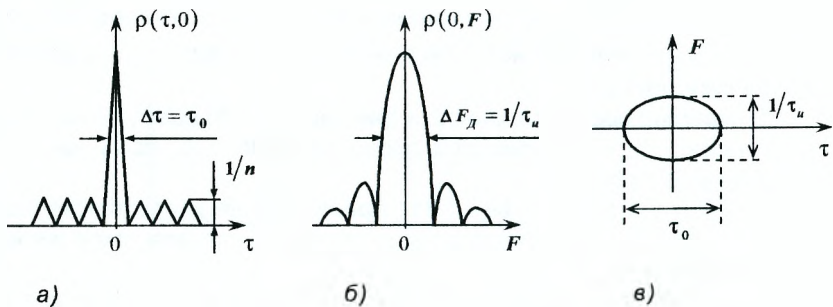


Рисунок 2.14

Боковые лепестки по оси  $\tau$  имеют уровень относительно центрального пика, равный  $1/n$ , где  $n$  — число парциальных импульсов; по оси  $F$  уровень боковых лепестков определяется функцией  $\frac{\sin x}{x}$  (первый боковой составляет 21% от главного).

Функция неопределенности непрерывного ФМ сигнала с манипуляцией фазы по М-коду приведена на рисунке 2.15. Сечение ФН по оси  $\tau$  имеет периодическую структуру, что приводит к неоднозначности измерения времени запаздывания. Уровень боковых лепестков равен  $1/n$ . При других  $F \neq 0$  этот уровень увеличивается до  $\frac{1}{\sqrt{n}}$ . Уровень боковых лепестков в сечении  $F = 0$  может быть уменьшен до нуля, если фазу менять не  $0, \pi$ , а  $0, \varphi$ , где  $\varphi = \pi - \arccos \frac{n-1}{n+1}$ .

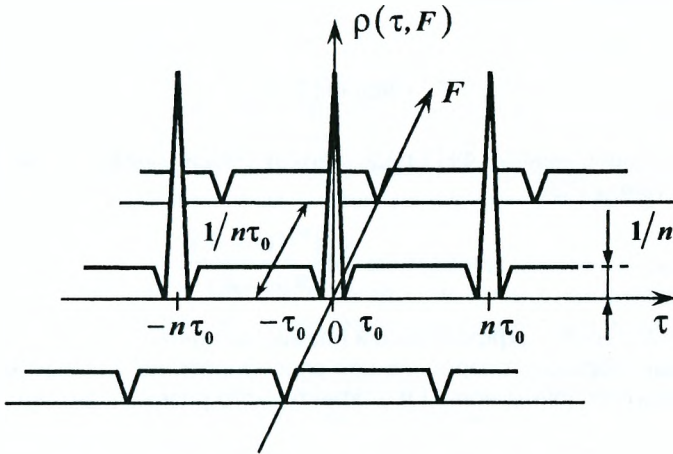


Рисунок 2.15

*Функция неопределенности по угловой координате.*

ФН по угловой координате рассмотрим на примере приема сигналов на линейную эквидистантную М-элементную антенную решетку (АР) с шагом  $d$  (рисунок 2.16, а), амплитудное распределение поля считаем равномерным.

Распределение полей ожидаемого сигнала с параметром  $\theta$  и принятого сигнала с параметром  $\theta_c$  запишем в виде:

$$\bar{x}(\nu) = \|\dot{x}_m(\nu)\| = \left\| \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} d(m-1) \sin \theta \right\} \right\|,$$

$$\bar{x}(\nu_c) = \|\dot{x}_m(\nu_c)\| = \left\| \exp \left\{ -j \frac{2\pi}{\lambda} d(m-1) \sin \theta_c \right\} \right\|.$$

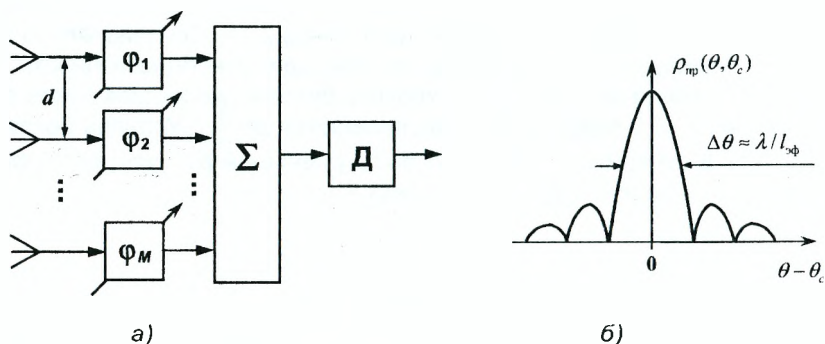


Рисунок 2.16

Пространственная ФН представляет собой диаграмму направленности антенны РЭС

$$\rho_{\text{пр}}(\theta, \theta_c) = \frac{\sin\left[\frac{\pi l_{\text{эф}}}{\lambda}(\theta - \theta_c)\right]}{\frac{\pi l_{\text{эф}}}{\lambda}(\theta - \theta_c)}$$

где  $l_{\text{эф}} = Md \cos \theta$  — эффективный размер антенны.

Таким образом, разрешающая способность по угловым координатам зависит от длины волны и эффективного размера антенны  $l_{\text{эф}}$ .

## **3 Физические основы извлечения информации из принимаемых колебаний**

### **3.1 Формирование пространственно-временной структуры сигналов**

Рассмотренная в разделе 2 время-частотная структура сигнала позволяет проанализировать его потенциальные возможности по разрешающей способности и точности измерения времени запаздывания (дальности) и частоты (радиальной скорости). В то же время для определения местоположения объекта (цели) необходимо знать угловые координаты. Еще больший набор измеряемых параметров необходим при траекторных измерениях. Для этих измерений нужно сформировать соответствующую структуру принимаемого сигнала.

Пространственно-временная структура формируется за счет направленных свойств антенных систем на передачу и прием и законов их сканирования.

Существенные изменения претерпевает излученный сигнал при отражении от объекта. Эти изменения заложены в параметрах отраженного сигнала и подлежат измерению при извлечении информации о цели.

Наконец, разновидности пространственно-временной модуляции сигналов имеют радионавигационные системы.

Что касается сигналов РЭС передачи информации, то их целесообразно рассматривать неразрывно с анализом принципов построения и функционирования этих систем.

Здесь же целесообразно проанализировать общую для всех РЭС характеристику — дальность действия РЭС. Определенное влияние на электромагнитные колебания оказывает среда распространения радиоволн. Поэтому уместно рассмотреть это влияние в этом разделе.

Логично завершить формирование структуры принимаемого колебания построением моделей полезного сигнала и помех, на фоне которых этот сигнал выделяется.

### **3.2 Пространственно-временная модуляция локационных сигналов**

Для лучшего наблюдения сигналов, отраженных (переизлученных, излученных) целями, на фоне шума поочередно концентрируют энергию зондирующих сигналов в различных направлениях, совершая последовательный обзор пространства. Простейшим способом обзора является *круговой*. Его реализуют (рисунок 3.1,а), вращая остронаправленную по одной угловой координате антенну со ско-

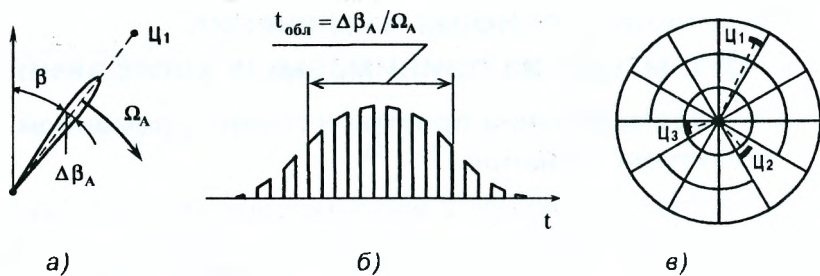


Рисунок 3.1

ростью  $n_A = 3 \dots 20$  оборотов в минуту или  $\Omega_A = 6n_A = 18 \dots 120$  угловых градусов в секунду. При ширине характеристики направленности на заданном уровне  $\Delta\beta_A$  угловых градусов каждое направление облучают за время  $t_{обл} = \Delta\beta_A / \Omega_A$ . Поделив время облучения на период следования импульсов  $T$ , оценим число *излучаемых* в каждом направлении импульсов. Если, например,  $n_A = 6$  об/мин, а  $\Delta\beta_A = 1,8^\circ$ , то  $t_{обл} = 1,8/36 = 50$  мс. Для  $r_{max} = 450$  км и  $T \geq t_{зmax} = 450/150 = 3$  мс в каждом таком направлении число зондирующих импульсов  $M \leq 50/3 \approx 16$ .

Чтобы провести аналогичный расчет в режиме передачи-приема, вводят ширину эквивалентной характеристики направленности  $\Delta\beta_3$  на передачу-прием. Пусть на прием используют ту же характеристику направленности, что и на передачу. Эквивалентная характеристика направленности на прием-передачу практически примерно в 1,5 раза уже, чем только на передачу. Число принимаемых импульсов  $M \leq 12$ . Совокупности *принимаемых* при обзоре радио- или видеоимпульсов (рисунок 3.1,б) называют *пачками* этих импульсов.

*Круговой обзор* используют для наблюдения воздушного пространства, суши и моря, а также поверхности Земли с летательных аппаратов.

Для обеспечения наблюдения яркостных отметок целей на экранах электронно-лучевых трубок с послесвечением используют индикаторы кругового обзора (ИКО). На управляющий электрод трубки подается продетектированное напряжение приемника. Оно изменяет яркость следа электронного луча — светящегося пятна на экране трубки. Электронный луч подвергают развертыванию — радиальному и азимутальному. Радиальное развертывание проводят от центра к периферии трубки в направлении азимутального положения характеристики направленности антенны (рисунок 3.1,а). Азимутальное развертывание сводится к изменению направления радиального развертывания. На экране высвечиваются следы импульсов пачки (рисунок 3.1,б), образу-

емой в процессе перемещения характеристики направленности, сливающиеся в светящуюся дужку (рисуну 3.1,в). Радиус дужки определяется дальностью, ее центр — азимутом цели. Совокупность дужек отображает поток целей.

Для упрощения отсчетов координат на экране индикатора формируют *кольцевые* и *радиальные метки электрического масштаба*. Подаваемая на индикатор информация может преобразовываться в цифровую форму.

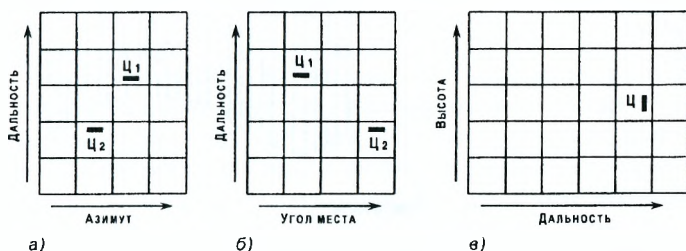


Рисунок 3.2

*Секторный обзор по одной угловой координате, иначе, секторное развертывание (сканирование) луча антенны* — может быть механическим и электрическим. Механическое развертывание осуществляют, перемещая облучатель зеркальной антенны без перемещения ее в целом. Для визуального наблюдения используют индикацию с яркостной отметкой на индикаторах секторного обзора с развертыванием изображения в прямоугольных координатах «дальность–азимут», «азимут–дальность» (рисунку 3.2,а), «угол места–дальность» (рисунку 3.2,б), «высота–дальность» или «дальность–высота».

На индикаторах «угол места–дальность» линии постоянных высот  $H_{ц} = r_{ц} \sin \varepsilon_{ц}$  соответствуют при  $\varepsilon_{ц} \ll 1$  гиперболам  $r_{ц}\varepsilon_{ц} \approx H_{ц} = const$ . На индикаторах «дальность–высота» гиперболы пересчитываются в горизонтальные прямые  $H_{ц} = const$  (рисунку 3.2,в). Наряду с визуальным наблюдением используют полуавтоматическое и автоматическое сопровождение пачек импульсов по дальности и угловой координате.

В начале развития радиолокации широко использовалось *коническое развертывание*, когда ограничивались преимущественно *одноканальным одноцелевым приемом*. Обеспечивалось точное измерение двух угловых координат одной цели и автоматическое ее сопровождение. Импульсная генерация колебаний передатчика для этого сочеталась с коническим развертыванием двумерной характеристики направленности антенны. В простейших средствах сопровождения и теленаведения метод конического развертывания применяют по настоящее время.

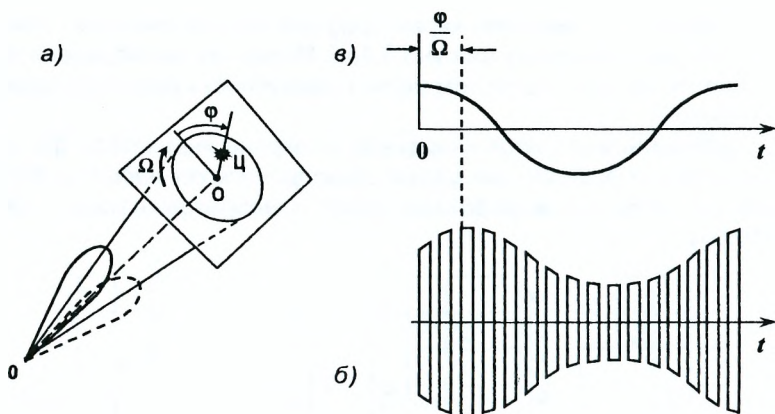


Рисунок 3.3

Для реализации развертывания облучатель параболической антенны выносят из фокуса параболоида, за счет вращения облучателя ось характеристики направленности вращают по конической поверхности (рисунок 3.3,а). Ось же конической поверхности определяет при этом равносигнальное направление. Если цель наблюдается в указанном направлении, амплитуды отраженных радиоимпульсов в процессе вращения не модулируются. Модуляция не наблюдается также вблизи равносигнального направления в пределах некоторой равносигнальной зоны. Смещение цели ОЦ (рисунок 3.3,б) за пределы равносигнальной зоны приводит к амплитудной модуляции импульсов колебаниями частоты развертывания  $\Omega$  с глубиной, пропорциональной смещению ОЦ. Временной сдвиг  $\varphi/\Omega$  между модулирующим и опорным напряжениями той же частоты (рисунок 3.3,в) характеризует угловое смещение цели  $\varphi$  в картинной плоскости (рисунок 3.3,а). Опорное напряжение вырабатывается измерительным электрическим генератором, ротор которого механически связан с облучателем. Фаза опорного напряжения привязывается поэтому к текущему положению облучателя. Получаемая информация позволяет автосопровождать цель по углам и дальности.

Обзор по двум угловым координатам на основе зеркальных и вибраторных антенн достигается с меньшей затратой аппаратуры в одноцелевых и малоцелевых РЛС и с большей ее затратой в многоцелевых РЛС.

Обзор в одноцелевых и малоцелевых РЛС реализуется при наличии одного или двух совмещенных в одном пункте радиолокационных каналов. При использовании *одного канала* с иглообразным лучом возможны *спиральный* (рисунок 3.4,а) и *кадровый* (рисунок 3.4,б) дву-



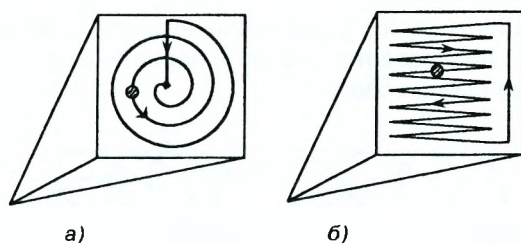


Рисунок 3.4

мерные секторные обзоры. Возможен, хотя и реже встречается, двумерный *одноканальный винтовой обзор* (круговой обзор с непрерывным подъемом угломестного сектора). При использовании комплекса из двух наземных радиолокационных каналов с узкими и по одной из угловых координат (только по  $\beta_{ц}$  или только по  $\varepsilon_{ц}$ ) лучами возможен *независимый* секторный обзор в координатах «азимут–дальность» и «угол места–дальность». отождествление принадлежности получаемых каналами данных к той или иной конкретной цели реализуют по совпадению измеренных дальностей.

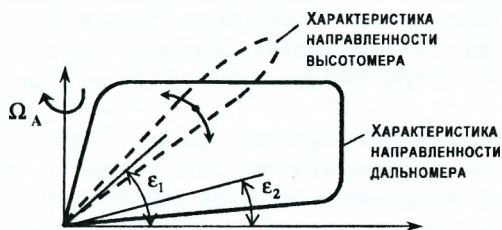


Рисунок 3.5

*Комплексы дальномеров и высотомеров* — это своеобразные комбинации средств кругового и секторного обзора. Дальномеры, т. е. РЛС кругового обзора с узкими характеристиками направленности антенны в горизонтальной плоскости и с широкими в вертикальной (сплошная линия на рисунке 3.5), выдают информацию о дальностях и азимутах целей. Высотомеры, т. е. РЛС секторного обзора с узкой в вертикальной плоскости характеристикой направленности (штриховая линия рисунка 3.5), позволяют определять угол места и высоту целей на дальностях и азимутах, выданных дальномером.

Допустимое число высотомеров ограничивает пропускную способность комплекса (число наблюдаемых целей).

*Трёхкоординатные многоцелевые РЛС* обеспечивают высокую пропускную способность, имея обычно несколько каналов обработки.

Поток информации о целях, распределенных по углам места, составляется не только последовательно, но и параллельно во времени, что сокращает общее время обзора.

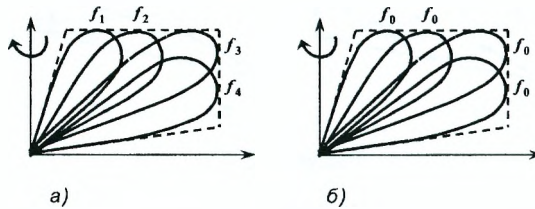


Рисунок 3.6

Один из возможных видов пространственно-временной модуляции зондирующих сигналов (рисунок 3.6,а) сводится к излучению импульсных сигналов на различающихся частотах в различных угломестных направлениях. Последнее обеспечивается, например, системой передающих каналов и антенных облучателей при использовании общего вращающегося зеркала. Наряду с *многоканальным излучением* реализуется *многоканальный прием*. Точность измерения угла места при достаточном числе угломестных каналов оказывается приемлемой. Это означает переход от радиолокационного дальномера, измеряющего только азимут и дальность, к трехкоординатной обзорной радиолокационной станции.

Трехкоординатные РЛС реализуют, однако, и на основе более простых пространственно-временных сигналов. Можно использовать *одноканальное* (как у дальномера, рисунок 3.5) излучение, если предусмотрен *многоканальный прием* (рисунок 3.6,б). Приемные каналы со сдвинутыми по углам места характеристиками направленности называются *парциальными* приемными каналами.

Многоканальный прием сложнее одноканального, но имеет ряд достоинств. При этом не только сокращается время обзора пространства, но и повышается точность измерения, создаются условия для повышения помехозащищенности РЛС. Широкий переход к многоканальному приему облегчался совершенствованием элементной базы радиолокации (хотя и усложнял РЛС). Варианты обзора (рисунок 3.6,а,б) могут комбинироваться.

Пространственно-временная модуляция сигналов осуществляется также при использовании частотно-зависимых антенн, характеристики направленности которых, в окрестности главного лепестка вида

$$F(\theta, f) \approx F(\theta - kf),$$

существенно зависят от частоты колебаний  $f$ .

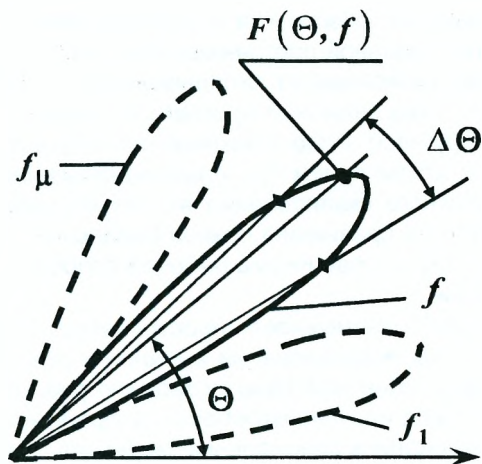


Рисунок 3.7

Коэффициент углочастотной чувствительности  $k$  определяет угловое смещение характеристик (рисунок 3.7) при изменении частоты на один МГц. Если  $\Delta\theta$  — ширина характеристики направленности антенны на некотором уровне, то  $\Delta\theta/k$  — соответствует изменению частоты в МГц, смещающему характеристику направленности на эту ширину. Полоса частот  $\Pi$ , которую можно излучить в каждом направлении, также равна  $\Delta\theta/k$ . Изменение частоты в пределах от  $f_1$  до  $f_\mu$  (приводит к одноканальному формированию  $\mu$  парциальных характеристик направленности, взаимно смещенных на  $\Delta\theta$ , причем

$$\mu = (f_\mu - f_1)/\Pi + 1 = k(f_\mu - f_1)/\Delta\theta + 1.$$

Частотная зависимость антенн проявляется не только в режиме зондирования, но и в режиме приема. Если антенна излучает колебания частоты  $f$  преимущественно в некотором направлении, то наилучший прием колебаний частоты  $f$  обеспечивается ею с этого же направления.

В случае *дискретного изменения частоты колебаний*  $f$ , в частности скачками на  $\Pi \approx \Delta\theta/k$ , можно обеспечить скачкообразный обзор заданного сектора пространства. Переходные процессы в антенне несущественны, если время облучения каждого направления значительно превышает  $1/\Pi$ .

Возможен обзор и в случае непрерывного изменения частоты  $f$  за некоторое время  $\tau_\Sigma$ . Если при этом  $\tau_\Sigma/\mu \gg 1/\Pi = (\mu - 1)/(f_\mu - f_1)$ , частотной модуляцией импульсных колебаний в каждом направлении можно пренебречь. Если же  $\mu \gg \sqrt{\tau_\Sigma(f_\mu - f_1)}$ , частотная модуляция импульсов, принимаемых в каждом направлении, должна учитываться.

Простота управления обзором за счет изменения частоты облегчает сочетание жестко заданной программы обзора по одной из угловых координат с гибкой, зависящей от складывающейся обстановки, — по другой. Обзор по жестко заданной программе ведется независимо от обзора по *гибкой* (круговой обзор с механическим вращением антенны; многоканальный по углам прием при слабонаправленном излучении). Достоинством частотного сканирования является упрощение приемопередающих трактов по сравнению с многоканальным обзором, существенным недостатком — ограничение рабочей полосы частот в каждом угловом направлении.

Особенно широкие возможности пространственно-временной модуляции открылись при использовании *антенных решеток* (АР). Развитие современной элементной базы позволило реализовать эти возможности, хотя переход на нее потребовал дополнительных затрат. В ряде случаев потребовались специальные меры для снижения уровней приема (излучения) по боковым лепесткам характеристик направленности. Решетки состоят из ряда дискретных элементов и могут быть одномерными и двумерными. Простейшей является линейная эквидистантная решетка, элементы которой расположены на прямой линии с постоянным интервалом  $d$ .

*Фазированные антенные решетки* широко используются в РЭС. Рисунок 3.8,а поясняет фазовое управление лучом эквидистантной решетки с параллельным питанием ее элементов. Устанавливая фазовращатели, обеспечивают фиксированный фазовый сдвиг  $\psi_0$  между соседними элементами решетки. Максимум излучения (приема) соответствует направлению  $\theta$ , для которого излученные (принятые) элементами колебания складываются в фазе. Соответствующие разности хода помечены на рисунке 3.8,а определяемыми ими фазовыми сдвигами  $\psi_0$ ,  $2\psi_0$ ,  $3\psi_0$ . При этом  $\psi_0 = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$  и  $\theta = \arcsin \left( \psi_0 \frac{\lambda}{2\pi d} \right)$ . Изменяя фазовый сдвиг  $\psi_0$  (обычно дискретными ступенями), *сканируют* лучом РЛС, т. е. управляют положением максимума излучения (приема). В качестве управляемых фазовращателей используют ферритовые элементы, либо переключаемые полупроводниковые диоды. Управляющие сигналы (обычно дискретные) подают от ЭВМ. Ширина характеристики направленности определяется «видимым» раскрытием решетки и длиной волны  $\lambda$ .

Возможен ряд видоизменений ФАР, представленной на рисунке 3.8,а. Единый передатчик заменяют иногда набором маломощных отдельно управляемых генераторов, подключаемых к элементам решетки. Наряду с управляемыми излучателями используют и другие комбинации управляемых элементов: типа линз (рисунок 3.8,б), отражателей.

Рассмотренные ФАР намного широкополоснее антенн с частотным сканированием. Еще большее отношение ширины полосы к несущей

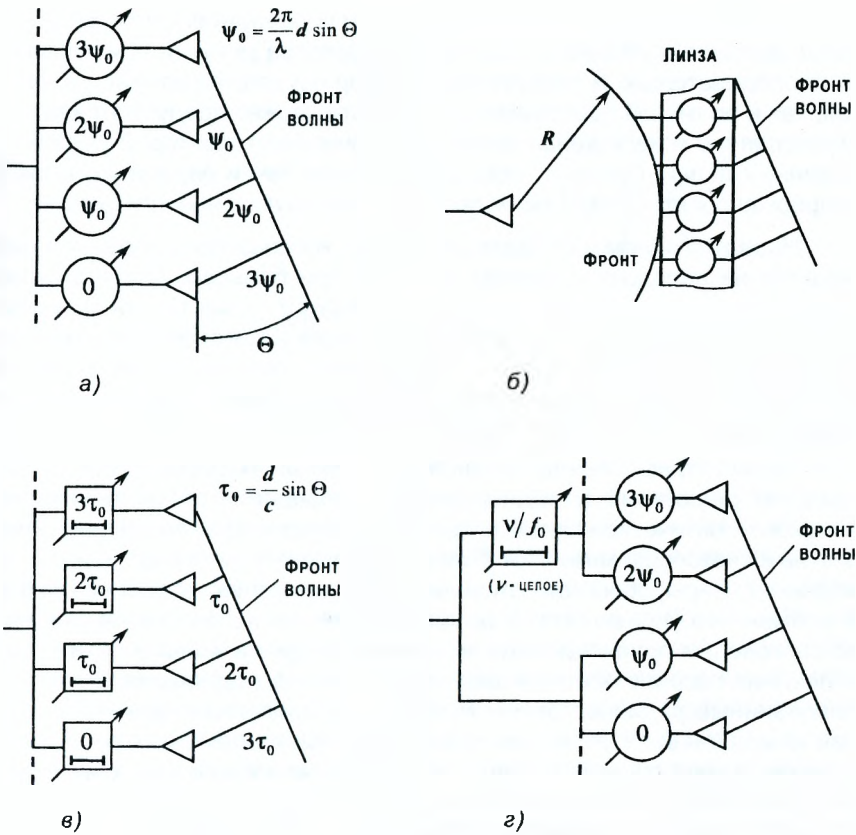


Рисунок 3.8

обеспечивают *решетки* (рисунок 3.8,в) с *управляемыми временными задержками*. Значения задержек  $\tau_0, 2\tau_0, 3\tau_0$  кратны управляемому значению  $\tau_0$ . Линии задержки заменяют здесь управляемые фазовращатели со сдвигами фаз, кратными  $\psi_0$ . Это позволяет совместить огибающие напряжений при неодинаковых запаздываниях до элементов (в частности, для очень большой антенной решетки или же при использовании очень широкополосных сигналов, обеспечивающих высокое временное разрешение). Решение задачи упрощается при включении регулируемых линий задержки лишь в группы управляемых по фазе элементов. Влияние временной регулировки на основную фазовую исключается, если задержки округляются до значений, кратных периоду колебаний несущей частоты  $1/f_0$  (рисунок 3.8,г).

Как и в случае антенн с механическим управлением, *при использовании антенных решеток* участки пространства могут просматриваться последовательно и параллельно. Обзор осуществляют как по жесткой, так и по гибкой программе. В частности, может предусматриваться *оперативное возвращение лучей* для уточнения траекторий уже обнаруженных целей. При скачкообразном обзоре пачки радиоимпульсов и непрерывно излучаемые сигналы имеют прямоугольные огибающие.

Наряду с приемопередающими могут использоваться *раздельные* решетки на передачу и прием, особенно при больших длительностях и энергиях сигналов. На передачу используют, в частности, решетки меньших размеров; их сравнительно широкие лучи перекрываются более узкими приемными лучами. Из элементов больших решеток обычно составляют *модули*. Тогда наряду с управлением модулями, подобным описанному, может осуществляться внутримодульное управление.

Перспектива оптоэлектронного управления широкополосными антенными решетками в радиодиапазоне определяется достижениями волоконно-оптической связи, а также их последующим развитием. Компактные световоды заменяют более громоздкие коаксиальные и волноводные фидеры, облегчая одновременно реализацию временного и фазовременного управления. В режиме излучения на элементы решетки по световодам подаются модулированные радиосигналами оптические колебания лазеров, которые демодулируются фотодиодами, а демодулированные радиочастотные колебания усиливаются, причем операции демодуляции и усиления осуществляются в элементах решетки. В режиме приема принятые элементами решетки и усиленные в них колебания используются для модуляции в этих же элементах передаваемых по световодам оптических колебаний. Задержка, сдвиг фаз и коммутация оптических колебаний осуществляются специально разработанными световодными элементами с цифровым управлением. Решетка описанного вида для дециметрового диапазона волн обладает полосой частот, составляющей 50% от несущей.

Использование апертурного синтеза характерно для бортовых (самолетных и космических) РЭС. Направленное действие произвольной антенны при фиксированной длине волны  $\lambda$  когерентных колебаний определяется размером  $d$  ее апертуры (раскрыва). Требование пространственной когерентности является основополагающим. Только при его выполнении разности хода имеют закономерный характер, обеспечивая для сплошной апертуры сужение луча примерно до  $\lambda/d$  радиан. Время когерентности не должно быть меньше запаздываний, образующихся за счет указанных разностей хода. Заполнение же раскрыва, как это имеет место в антенных решетках, не обязательно должно быть сплошным и, кроме того, одновременным.

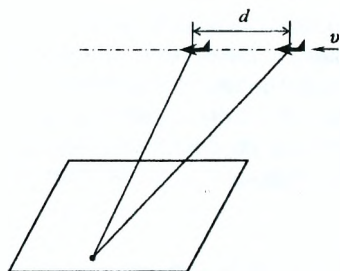


Рисунок 3.9

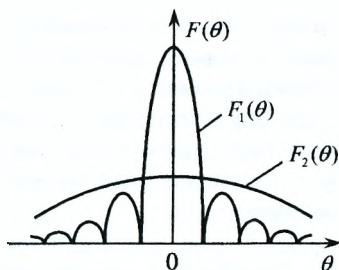


Рисунок 3.10

Так, за время когерентности создаются своеобразные условия при наличии взаимных перемещений антенны и цели, тангенциальных по отношению к соединяющей их прямой — линии визирования. В процессе перемещения синтезируется апертура эквивалентной приемопередающей антенной системы, включающая позиции элементов антенны в различные моменты времени интервала когерентности (рисунок 3.9). Размер *синтезированной апертуры* (СА) определяется, таким образом, не физической протяженностью совокупности антенных элементов в жестко связанной с ними системе координат, а их перемещением  $d = v\Delta t$  со скоростью  $v$  за время  $\Delta t$  когерентной обработки при приеме.

Это изменяет в ряде случаев облик самолетных и спутниковых радиолокаторов обзора и картографирования земной поверхности. Круговой и секторный (боковой) обзор без СА заменяется *боковым обзором* с СА, обеспечивающим высокую разрешающую способность в направлении, тангенциальном линии визирования. Контроль детерминированности движения имеет при этом существенное значение для обеспечения когерентности обработки. В силу своей специфики модуляция и обработка излучений при СА являются *пространственно-временными*.

Пространственно-временная модуляция запросных сигналов используется в локации и навигации с *активным ответом*. Желаемый запрос некоторого *ответчика* по основному лепестку характеристики направленности антенны *запросчика* может сопровождаться ложными запросами других ответчиков по ее боковым лепесткам. Занятость ответчиков обработкой ложных запросов снизила бы возможности запросно-ответной системы.

Поэтому предусматривается *исключение ответов на ложные запросы по боковым лепесткам антенны запросчика* путем усложнения пространственно-временной модуляции запросного сигнала. Излучение его основной части на частоте  $F_1(\theta)$  через основной канал антенны запросчика дополняется излучением его контрольной части на частоте  $F_2(\theta)$  через контрольный канал антенны запросчика (рисунок 3.10).

Характеристика направленности контрольного антенного канала перекрывает боковые лепестки основного антенного канала, но ниже уровня главного лепестка. Отношение интенсивностей принятых ответчиком основного и контрольного сигналов велико поэтому при запросе по главному лепестку и мало при запросе по боковому. Запрос обслуживается, если указанное отношение превышает установленное пороговое значение.

### 3.3 Особенности пространственно-временной модуляции сигналов в многопозиционной, оптической и гидроакустической локации

Излучение сигналов многопозиционной радиолокации проводится в общем случае с одной или нескольких передающих позиций. Характерен случай излучения с одной передающей позиции, отнесенной от приемной. Пространственно-временная модуляция зондирующего сигнала может быть в принципе такой же, что и в однопозиционной локации, обеспечивая в отдельных направлениях излучение одинаковых или различающихся (например, частотой) сигналов. Пространственно-временная модуляция принимаемых сигналов и условия обзора пространства сложнее, чем в однопозиционной радиолокации. Усложнение связано с трудностью обеспечения приема сигналов, отраженных несколькими целями.

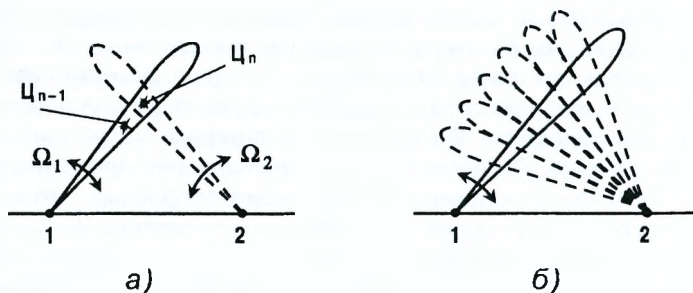


Рисунок 3.11

На рисунке 3.11,а две цели  $Ц_{n-1}$  и  $Ц_n$  ( $n = 2, 3, \dots$ ) облучаются при каком-то зондировании радиоимпульсами, прошедшими по лучу передающей антенны 1 в режиме обзора с угловой скоростью  $\Omega_1$ . Цель  $Ц_n$  облучится зондирующим импульсом после цели  $Ц_{n-1}$ . Наряду с приемом отраженных колебаний антенной 1 требуется обеспечить их прием антенной 2. Прием может быть одноканальным или многоканальным.



При одноканальном приеме характеристика направленности антенны 2 (антенной решетки, например) должна быстро переориентироваться на цель после ориентации на цель  $\zeta_{n-1}$ . Ее положение должно изменяться с переменной угловой скоростью  $\Omega_2$ , осуществляя «погону» за отраженными от целей импульсами. Организация «погони» тем сложнее, чем больше взаимное удаление позиций 1 и 2.

«Погоня» упрощается или исключается при многоканальном приеме в пункте 2 (рисунок 3.11,б). Временное согласование работы позиций 1 и 2 по параметрам обзора и по временам запаздывания можно обеспечить, например, с помощью прецизионных линий связи. Требования к этим линиям ослабляются при использовании на позициях достаточно точных эталонов времени.

Согласование работы позиций возможно также путем выявления сходства (корреляции) колебаний, принятых различными пунктами в отдельные моменты времени. Последний метод согласования применим как в активной, так и в пассивной локации.

Особенности пространственно-временной модуляции оптико-локационных сигналов проявляются в процессах формирования зондирующих сигналов, многоканального приема, отражения от цели, прохождения сигналов через турбулентную атмосферу, а также в необходимости учета несовершенства элементов оптико-механического тракта.

Пространственно-временная модуляция зондирующих сигналов (общий случай) происходит в процессе генерации, излучения колебаний и прохождения их через *формирующую оптическую систему* (ФОС) передающего устройства. Генерируемые сигналы оказываются пространственно-временными уже на выходе генератора. Основным видом временной модуляции на этапе генерации является импульсная с коэффициентом широкополосности (базой)  $1 \dots 10^4$ , чаще всего со случайной фазовой структурой. Принцип сжатия, т. е. компенсации случайной фазовой модуляции зондирующего сигнала, реализуется лишь в лазерах с *синхронизацией мод*, излучающих последовательности простых импульсов с длительностями до  $10 \dots 0,3$  пс. Наиболее сложную пространственно-временную модуляцию лазерных сигналов обеспечивают генераторы на основе *обращения волнового фронта*.

Дальнейшая пространственная модуляция оптических сигналов осуществляется в процессе прохождения их через ФОС. Управляемые *пространственно-временные модуляторы света* (пьезоэлектрические, акустические и т. д.) осуществляют модуляцию амплитуды и фазы сигнала в ФОС, определяемую управляющими воздействиями. Пространственно-временную модуляцию зондирующего сигнала в районе цели обеспечивают иногда также за счет интерференции когерентных световых пучков, формируемых разнесенными излучателями и модулируемых по фазе.

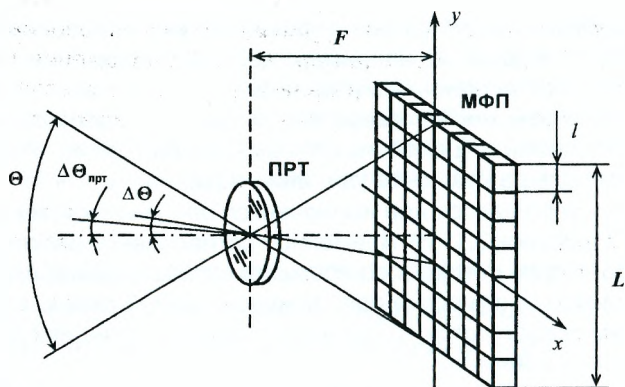


Рисунок 3.12

Пространственно-временная модуляция при многоканальном приеме обеспечивает параллельный просмотр области пространства в пределах некоторого поля зрения. Оптическое изображение удаленных целей и помех формируется в фокальной плоскости  $xOy$  приемного телескопа ПРТ (рисунок 3.12).

Ширина поля зрения  $\theta = 2 \arctg(L/2F) \approx L/F$ , где  $L$  — размер матричного или телевизионного фотоприемника,  $F$  — фокусное расстояние телескопа, может быть от десятков угловых секунд до десятков градусов. Разрешение приемного устройства в пределах поля зрения зависит от характеристик оптической системы и фотоприемника. Приемный телескоп с диаметром апертуры 1 м обеспечивает в видимом диапазоне угловое разрешение  $\Delta\theta_{\text{прт}}$  порядка долей угловых секунд. Линейное разрешение на дальности 200 км может составить при этом доли метра, что позволяет разрешать отдельные элементы цели и получать ее изображение. Но при широком поле зрения (рисунок 3.13) угловое разрешение  $\Delta\theta = 2 \arctg(l/2F) \approx l/F$ , ограничивается обычно фотоприемниками ( $l$  — размер элемента разрешения фотоприемника), образующими *матрицу фотоприемников* (МФП).

Последовательное преобразование яркостей элементов оптического изображения в телевизионный сигнал называют разверткой изображений. От типа и особенностей развертки (дискретная или непрерывная, равномерная, неравномерная, построчная, черезстрочная, спиральная, радиальная, электронная, механическая и т. д.) зависят параметры пространственно-временной модуляции изображений. В локационных средствах с автоматической обработкой информации преимущественно используют линейную построчную электронную развертку, обеспечивающую идентичность преобразования сигнала во всех точ-

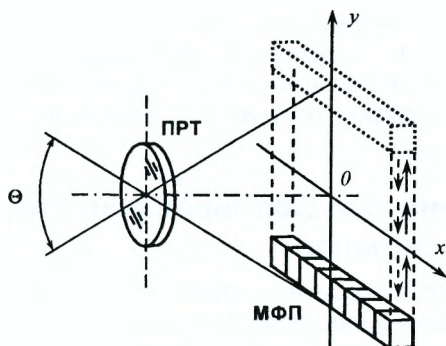


Рисунок 3.13

ках раstra. Иногда применяют механическую развертку, обеспечиваемую перемещением линейной, в данном случае, матрицы фотоприемников МФП в фокальной плоскости. Для целей в зоне Френеля плоскость изображения находится за фокальной плоскостью.

Скорость распространения *акустических колебаний* в воде  $v \approx 1,5 \cdot 10^3$  м/с примерно в  $2 \cdot 10^5$  раза меньше скорости распространения электромагнитных колебаний в свободном пространстве. Она сильно зависит от состояния среды. Затухание гидроакустических волн в водной среде существенно, чем электромагнитных в атмосфере. Все это сказывается на характере пространственно-временной модуляции в активных ГЛС.

Так, при дальностях 15, 1,5 и 0,15 км время запаздывания отраженного сигнала составляет 20, 2 и 0,2 с соответственно. Для обеспечения мер *разрешающей способности по дальности* 5, 50 и 500 кГц, относительная широкополосность сигналов  $\Delta f/f_0$  может быть сравнительно велика.

*Длины гидроакустических волн* на частотах 15 кГц, 150 кГц и 1,5 МГц невелики и составляют 10, 1 и 0,1 см. Для формирования характеристики направленности на частоте 15 кГц шириной  $5^\circ$  требуется раскрыть *антенны* 1,2 м и зона формирования 12 м, такие же, что и для соответствующей длины волны радиодиапазона.

Как и в радиолокации, обзор пространства может быть *круговым* или *секторным*, *дискретным (шаговым)* или *непрерывным*. Используются также параллельно-последовательные варианты обзора пространства (из-за большого времени запаздывания отраженных сигналов роль параллелизма возрастает).

Преобразование электрических колебаний в механические и обратно обеспечивается на основе прямого и обратного *пьезоэффектов* или же прямого и обратного *магнитострикционных эффектов*. Гидро-

акусические антенны напоминают электромагнитные: среди них встречаются рефлекторные (зеркальные), рупорные, частотно-зависимые, антенные решетки. При большой относительной широкополосности антенных решеток возрастает роль их фазовременного управления, особенно цифрового.

### 3.4 Особенности формирования отраженных от объектов сигналов

В активных РЛС с пассивным ответом определяющую роль играют физические процессы, происходящие при отражении электромагнитных волн от объекта (неоднородности). Способность объекта отражать радиоволны характеризуется *эффективной площадью* (ЭП).

Эффективная площадь цели представляет собой энергетический параметр  $\sigma_{ц}$ , который характеризует её способности к отражению радиоволн и имеет размерность  $m^2$ . Параметр  $\sigma_{ц}$  называют также эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР), эффективной отражающей поверхностью (ЭОП), эффективной площадью вторичного излучения (ЭПВИ).

Эффективная площадь цели — это площадь поверхности такого эквивалентного излучателя, который равномерно рассеивает всю падающую на него мощность ЭМП и создает в точке приема такую же плотность потока мощности, что и реальная цель. Её можно представить в виде:

$$\sigma_{ц} = 4\pi r_{ц}^2 \frac{S_{пр}}{S_{ц}}, \quad (3.1)$$

где  $r_{ц}$  — дальность до цели;  $S_{ц}$ ,  $S_{пр}$  — плотности потока мощности сигнала у цели и в точке приема. Величина  $\sigma_{ц}$  не зависит от дальности  $r_{ц}$  до цели, так как при увеличении дальности пропорционально уменьшается  $S_{пр}$ .

Выражая через амплитуды напряженностей электрического  $E$  и магнитного  $H$  полей, формулу (3.1) можно представить в следующем виде:

$$\sigma_{ц} = 4\pi r_{ц}^2 \frac{E_{пр}^2}{E_{ц}^2} = 4\pi r_{ц}^2 \frac{H_{пр}^2}{H_{ц}^2}. \quad (3.2)$$

Если цель, передатчик и приемник размещаются в одной плоскости, то величина  $\sigma_{ц}$  зависит от ориентации цели относительно передатчика  $\theta$  и приемника  $\theta_1$ , т. е.  $\sigma_{ц} = \sigma(\theta, \theta_1)$  (рисунок 3.14). Изучение рассеяния во всех направлениях имеет важное значение для полуактивной локации. Для совмещенной РЛС интерес представляет та часть энергии (мощности), которая отражается в обратном направлении. При этом  $\theta = \theta_1$ , и  $\sigma_{ц} = \sigma(\theta)$ . Зависимость  $\sigma_{ц}$  от направления на приемопередатчик называют диаграммой обратного вторичного излучения (ДОВИ).

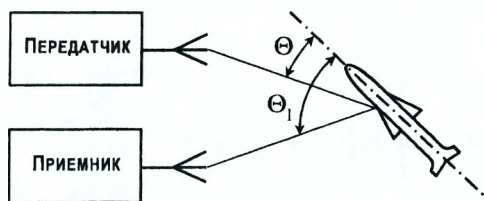


Рисунок 3.14

Её можно получить, если поворачивать цель относительно приемопередатчика. В общем случае изменение ориентации цели в пространстве, ее ЭП для совмещенной РЛС зависит от двух углов (азимута  $\beta$  и угла места  $\varepsilon$ )  $\sigma_{ц} = \sigma(\beta, \varepsilon)$ .

Величина  $\sigma_{ц}$  зависит также от соотношения геометрических размеров цели  $l$  и длины волны  $\lambda$ , поляризационных характеристик передающей и приемной антенн, материала цели и др. Далее кратко рассмотрим зависимость  $\sigma_{ц}$  от отношения  $l/\lambda$  и ЭП реальных цепей. В зависимости от отношения  $l/\lambda$  различают объекты:

- малых размеров, для которых  $l \ll \lambda$ ;
- соизмеримые с длиной волны,  $l \approx \lambda$ ;
- больших размеров с  $l \gg \lambda$ .

Объектами малых размеров можно считать дождевые капли и другие атмосферные частицы. Отражения от них обычно представляют собой помеховые колебания и имеют тем большую мощность, чем больше их ЭП. Для объектов малых размеров ЭП пропорциональна  $l^6$  и обратно пропорциональна  $\lambda^4$  (закон рассеяния Релея), т. е.  $\sigma_{ц} \equiv l^6/\lambda^4$ . Отсюда вытекает, что с укорочением длины волны  $\lambda$  зондирующего сигнала усиливается влияние неоднородностей атмосферы на работу РЭС.

Для объектов, размеры которых соизмеримы с длиной волны, зависимость  $\sigma_{ц}$  от отношения  $l/\lambda$  носит осциллирующий (резонансный) характер. При этом объекты небольших размеров ( $l = \lambda/2, \lambda, 3\lambda$  и т. д.) имеют довольно большую ЭП и, как правило, используются для создания пассивных маскирующих помех и ложных цепей. Максимальное значение ЭП полуволнового вибратора (диполя)  $\sigma_{max} = 0,86\lambda^2$  обеспечивается при совпадении вектора напряженности электрического поля  $\vec{E}$  с продольной осью вибратора. При ортогональной ориентации  $\vec{E}$  и диполя  $\sigma_{ц} = 0$ .

На практике взаимная ориентация диполя и  $\vec{E}$  носит случайный характер. Поэтому пользуются средним значением ЭП диполя  $\sigma_{ср} = 0,17\lambda^2$ . Поскольку диполи собираются в пачки из  $n$  диполей, то ЭП пачки  $\sigma_{\Sigma} = 0,17\lambda^2 n$ . При  $\lambda = 0,1\text{ м}$ ,  $n = 30 \cdot 10^3$ ,  $\sigma_{\Sigma} = 50\text{ м}^2$ , что превышает ЭП многих целей.

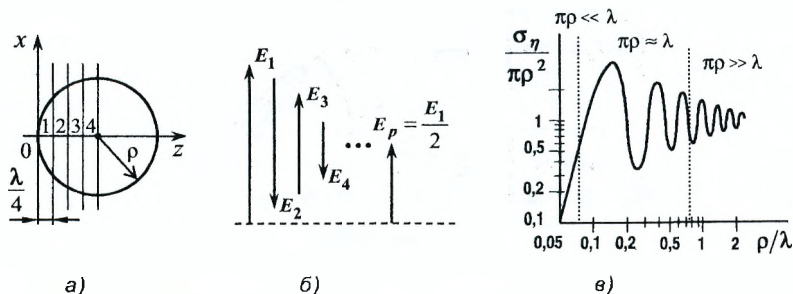


Рисунок 3.15

Размеры реальных целей намного превышают длину волны, и их вторичное излучение можно свести к наложению излучений ряда блестящих «точек» (элементов). Образование блестящего элемента можно пояснить на примере объекта в виде шара с радиусом  $\rho \gg \lambda$  (рисунок 3.15). Шар рассеян плоскостями  $Z = n \frac{\lambda}{4}$  ( $n = 1, 2, \dots$ ) параллельно фронту падающей волны (рисунок 3.15,а). При этом его поверхность разбивается на отдельные зоны Френеля. Каждая зона относительно соседней является противофазным источником обратного вторичного излучения. Напряженность отраженной волны пропорциональна площади проекции зоны и с ростом номера зоны уменьшается (рисунок 3.15,б). При большом числе зон сумма полей стремится к постоянной величине, равной  $\frac{1}{2}E$ . Это означает, что для шара больших размеров вторичное излучение определяется в основном первой зоной Френеля, которая и называется блестящим элементом, а поля излучения других зон компенсируют друг друга.

Блестящему элементу шара с радиусом  $\rho \gg \lambda$  соответствует ЭП  $\sigma_{\text{ц}} = \pi \rho^2$ , что совпадает с площадью поперечного сечения шара.

На рисунке 3.15,в приведена нормированная к  $\pi \rho^2$  зависимость ЭП проводящего шара от отношения  $\rho/\lambda$ . Здесь наблюдаются особенности вторичного излучения объектов малых размеров ( $\pi \rho \ll 1$ ), соизмеримых с  $\lambda$  ( $\pi \rho \approx \lambda$ ) и больших размеров ( $\pi \rho \gg \lambda$ ). Первый и наиболее выраженный резонанс достигается при  $\pi \rho = \lambda/2$ . По мере дальнейшего увеличения размеров шара по отношению к длине волны отношение  $\sigma_{\text{ц}}/\pi \rho^2 \rightarrow 1$ .

Можно показать, что блестящие «точки» создают и другие проводящие поверхности объектов (параболоид, эллипсоид, пластины и др.). Для ракет и снарядов число блестящих «точек» мало, в то время как для самолетов и кораблей велико. При малой ширине спектра сигнала блестящие «точки» не разделяются, сигналы с широким спектром позволяют их разделить, создавая *радиолокационный портрет цели*.

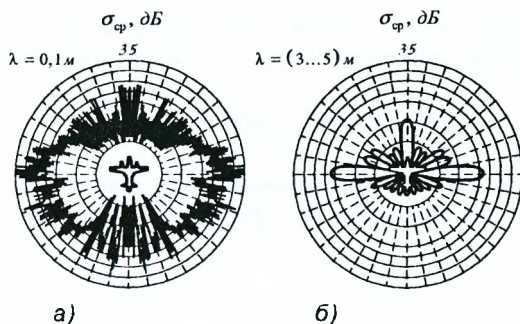


Рисунок 3.16

Реальные цели представляют собой совокупность блестящих элементов, которые создают сложную (изрезанную) диаграмму обратного вторичного излучения. На рисунке 3.16 приведены ДОВИ транспортных самолетов, экспериментально снятые на длинах волн  $\lambda_1 = 0,1 \text{ м}$  и  $\lambda_2 = (3 \dots 5) \text{ м}$  в горизонтальной плоскости. Максимальное значение  $\sigma_{\text{ц}}$  ДОВИ имеет при облучении самолета сбоку (его фюзеляжа, имеющего плоскую поверхность). Диапазон изменения  $\sigma_{\text{ц}}$  достигает  $30 \dots 35 \text{ дБ}$  в сантиметровом диапазоне волн. Примерные значения усредненных ЭП разных объектов приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 — Значения усредненных ЭП

№ п/п	Радиолокационная цель	$\sigma_{\text{ц ср}}, \text{ м}^2$
1.	Корабли водоизмещением 200...60 т	250...50
2.	Подводные лодки в надводном положении	140...50
3.	Транспортный самолет	100...20
4.	Средний бомбардировщик	30...5
5.	Бронетранспортер	30...5
6.	Истребитель	10...5
7.	Танк	9...6
8.	Легкий истребитель	5...2
9.	Крылатая ракета	$1 \dots 10^{-2}$
10.	Головка баллистической ракеты	$1 \dots 10^{-3}$

Эффективную площадь цели можно существенно уменьшить, покрывая ее блестящие элементы слабо отражающими (поглощающими) материалами, а также придавая цели слабо отражающую форму, например, конуса.

При отражении от цели зондирующий сигнал преобразуется (трансформируется). Рассмотрим это преобразование на примере одноканальной совмещенной РЛС и цели с одним блестящим элементом либо несколькими не разделяющимися блестящими элементами.

Допустим цель *неподвижна* и представляет собой одну блестящую «точку». Если зондирующий сигнал представлен в виде:

$$u(t) = U(t) \cos[2\pi f_0 t - \varphi(t)] = \operatorname{Re} \left\{ U(t) e^{j2\pi f_0 t} \right\},$$

то отраженный от цели сигнал отличается от зондирующего временем запаздывания  $t_3$ , амплитудным  $B_0$  и фазовым  $e^{-j\beta_0}$  множителем и имеет вид:

$$x_0(t) = B_0 U(t - t_3) \cos(2\pi f_0 t - \varphi(t) - \beta_0) = \operatorname{Re} \left\{ B_0 e^{-j\beta_0} U(t - t_3) e^{j2\pi f_0 t} \right\},$$

где  $\beta_0$  — начальная фаза, определяемая дальностью до цели  $r_u$  и скачком фазы  $\varphi_0$  при отражении.

$$\beta_0 = 2\pi f_0 t_3 + \varphi_0 = 2\pi f_0 \frac{2r_u}{c} + \varphi_0.$$

Если цель в виде одной блестящей «точки» удаляется от РЛС с радиальной скоростью  $v_r$ , то в соответствии с эффектом Доплера частота отраженного сигнала смещается относительно частоты зондирующего сигнала на величину  $F_d$ , т. е.  $f_{\text{нр}} = f_0 - F_d = f_0 - \frac{2v_r}{\lambda}$ .

Тогда отраженный сигнал  $x_0(t)$  будет:

$$x_0(t) = \operatorname{Re} \left\{ B_0 e^{-j\beta_0} U(t - t_3) e^{-j2\pi F_d t} e^{j2\pi f_0 t} \right\}.$$

Для случая облучения цели гармоническим колебанием  $U(t) = U \cos 2\pi f_0 t$  на рисунке 3.17 показаны: спектр зондирующего сигнала (а) и спектр отраженного сигнала (б). На рисунке 3.17, в показан спектр сигнала, отраженного от удаляющейся цели, состоящий из совокупности блестящих «точек». Он расширился за счет различной их ориентации относительно РЛС, что соответствует различным их радиальным скоростям, а значит, доплеровским смещениям частоты.

Отраженный сигнал представляет собой сумму сигналов с разными частотами, амплитудами и начальными фазами:

$$x(t) = \operatorname{Re} \sum_{i=1}^n x_{0i}(t) = \operatorname{Re} \sum_{i=1}^n B_{0i} e^{-j\beta_{0i}} U(t - t_3) e^{-2\pi F_{di} t} e^{j2\pi f_0 t}.$$

Результирующее колебание представляет случайный процесс, образованный путем сложения гармонических колебаний с различными параметрами (частотой, амплитудой и фазой). При этом следует учитывать случайный характер перемещения блестящих «точек».



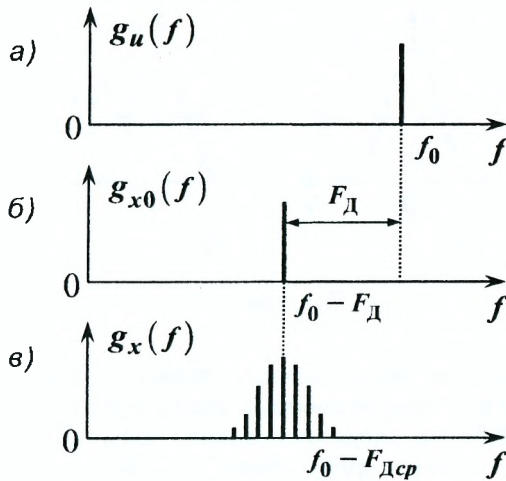


Рисунок 3.17

Для учета случайной амплитудной  $B(t)$  и фазовой  $\beta(t)$  модуляции отраженного сигнала вводится случайный (флуктуационный) комплексный множитель:

$$\dot{B}(t) = b(t)e^{-j\beta(t)}, \quad (3.3)$$

который представляет собой стационарный случайный процесс во времени. С учетом (3.3) отраженный сигнал можно представить в виде:

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \dot{B}(t) \dot{U}(t - t_3) e^{-j2\pi F_D t} e^{j2\pi f_0 t} \right\} = b(t) U(t - t_3) \cos[2\pi(f_0 - F_D)t - \varphi(t) - \beta(t)],$$

где  $F_D$  — среднее значение доплеровского смещения частоты.

Вся информация о цели заключена в комплексной амплитуде отраженного сигнала  $X(t) = B(t) \dot{U}(t - t_3) e^{-j2\pi F_D t}$ .

Для флуктуационного множителя (3.3) вводятся статистические характеристики: корреляционная функция

$$\Phi(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[ \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{B}(t) \dot{B}^*(t - \tau) dt \right]$$

и энергетический спектр

$$N(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau.$$

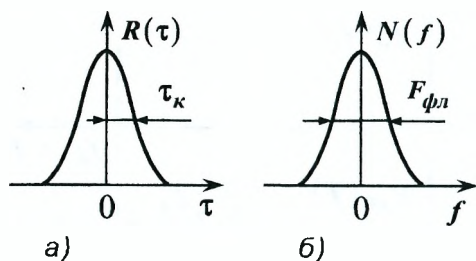


Рисунок 3.18

При колокольной аппроксимации функции корреляции флуктуаций (рисунок 3.18,а) энергетический спектр имеет колокольную форму (рисунок 3.18,б). На рисунках показано время (интервал) корреляции  $\tau_k$  и ширина спектра флуктуации  $F_{фл}$ , которые связаны обратной пропорциональной зависимостью:  $\tau_k F_{фл} \approx 1$ . Для реальных сигналов  $\tau_k \approx 10 \dots 100$ мс.

Поскольку реальная цель представляет собой совокупность блестящих «точек» и движется со случайными отклонениями как по дальности, так и по угловым координатам, то это приводит к ошибкам при измерении дальности и угловых координат. Это явление получило название *шума цели*, которое в свою очередь распадается на *шум дальности* и *угловой шум*.

Наличие этих шумов ограничивает точность получения информации о цели и показывает, что информационные параметры сигнала (время запаздывания, направление приема и частота) носят случайный характер.

### 3.5 Особенности пространственно-временной модуляции навигационных сигналов

Начнем изучение пространственно-временной модуляции навигационных сигналов с модуляции и приема излучений наземных радиомаяков в системах ближней навигации.

*Системы ближней навигации* реализуются на базе *угломерно-дальномерного* метода измерений в дециметровом или метровом диапазоне волн. Рассмотрим в этой связи примеры пространственно-временной модуляции излучений маяков-ответчиков, обеспечивающих дальномерные измерения, и совмещенных с ними беззапросных маяков, обеспечивающих азимутальные измерения.

Ответные сигналы излучают обычно ненаправленно в виде групп импульсов, аналогичных сигналам запроса, с малым запаздыванием.

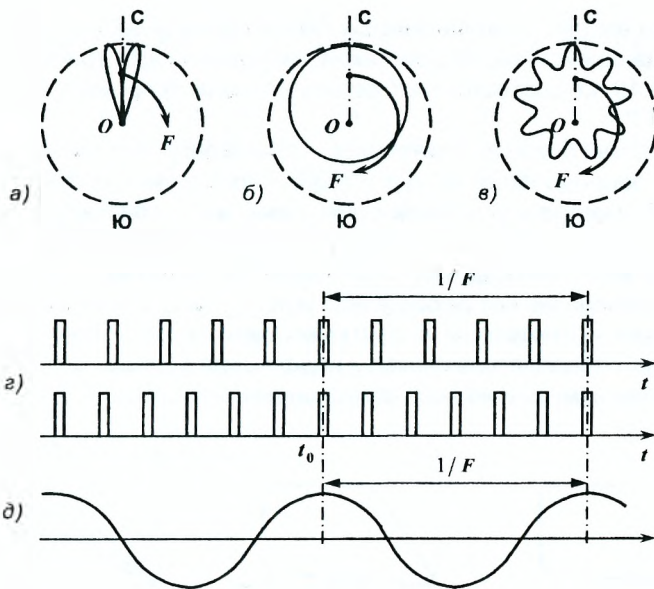


Рисунок 3.19

Безапросные азимутальные сигналы излучаются антеннами, характеристики направленности которых равномерно вращаются с некоторой, обычно низкой, частотой  $F$ . Азимуты объектов навигации

$$\beta_H = 360^\circ(t_H - t_0)F$$

определяются по разностям моментов времени прохождения минимума (рисунок 3.19,а) или максимума (рисунок 3.19,б) характеристики направленности  $t_H$  через объект навигации «Н» и его прохождения  $t_0$  через начальное направление (чаще всего направление С на Север).

Указание момента  $t_0$  осуществляется путем излучения сигналов через ненаправленную антенну. Сигнал в виде двух последовательностей импульсов с различающимися, но кратными периодами посылки (рисунок 3.19,г), выявляет моменты  $t_0$  совпадения импульсов обеих последовательностей, следующих с частотой  $F$ . Сигнал, модулированный гармоническим колебанием частоты  $F$  (рисунок 3.19,д), выявляет моменты  $t_0$  максимума этого колебания.

Для повышения точности временных отсчетов  $t_H$  может быть использован принцип часовой и минутной стрелки, первая из которых дает однозначный, а вторая неоднозначный, но более точный отсчет. В роли отсчетов времени по минутной стрелке могут выступать моменты

максимума амплитуд принимаемых сигналов, излучаемых через антенну с вращающейся характеристикой направленности (рисунок 3.19,в). Рисунок 3.19,а,г соответствуют радиосистемам ближней радионавигации РСБН.

Системы посадки самолетов характеризуются высокой точностью местоопределения по курсу (вдоль посадочной полосы) и в вертикальной плоскости (по траектории снижения — глиссаде). Они обеспечивают также вывод на траекторию снижения. Используемые для этого курсовые, глиссадные, маркерные радиомаяки и бортовая аппаратура обеспечивают проведение угломерных, а иногда угломерно-дальномерных измерений в сантиметровом и метровом диапазонах волн. Могут передаваться сигналы подавления ложных запросов по боковым лепесткам, другие информационные сигналы.

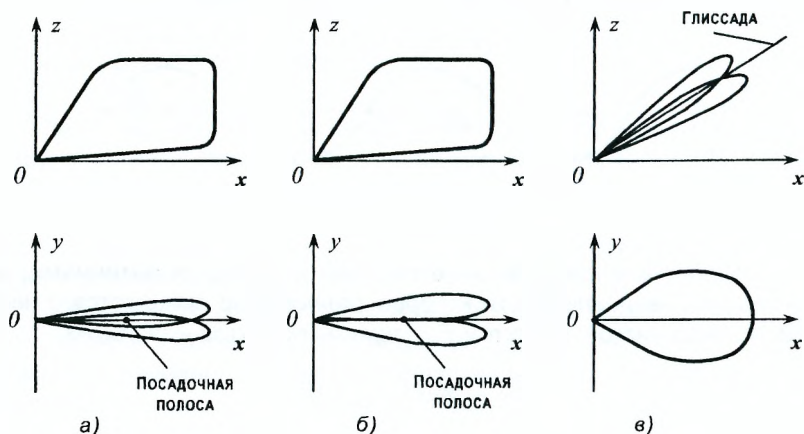


Рисунок 3.20

Курсовой радиомаяк обозначает азимут посадочной полосы. Сигналы маяка с различающимися законами модуляции излучаются по различающимся характеристикам направленности. Их вертикальные и горизонтальные сечения показаны на рисунке 3.20,а,б. Практически одинаковая интенсивность модуляции принимаемых сигналов (равносигнальная зона, рисунок 3.20,а) либо пропадание приема обоих сигналов (зона минимума рисунок 3.20,б) служат признаком поддержания курса вдоль посадочной полосы. Поэтому отклонения от курса приводят (в зависимости от их знака) к возрастанию интенсивности приема определенного вида модуляции и могут служить для контроля траектории в горизонтальной плоскости. Излучение сигналов в вертикальной плоскости слабо направленное.

*Глиссадный радиомаяк* обеспечивает слабо направленное излучение по азимуту и остронаправленное по глиссаде в вертикальной плоскости (рисунок 3.20,в).

*Маркерные радиомаяки* обозначают пролет характерных участков траектории. Обеспечивают для этого воронкообразное равносигнальное излучение по вертикали к земной поверхности.

Далее рассмотрим модуляцию и прием излучений наземных радиомаяков в системах *дальней и глобальной навигации*.

В данных системах широко используют *разностно-дальномерный* метод и начинают использовать *квазидальномерный* метод местопределения. Разностно-дальномерные измерения обеспечиваются излучениями многопозиционных взаимосинхронизированных радиомаяков (системы «Лоран» с импульсным излучением в диапазонах средних и длинных волн, системы «Омега» с непрерывным излучением в диапазоне сверхдлинных волн).

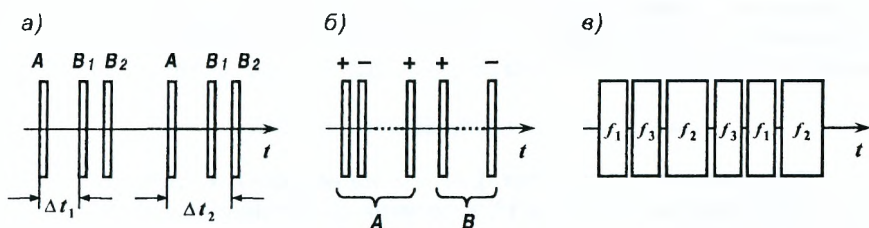


Рисунок 3.21

*Средневолновые импульсные радиомаяки «Лоран»* излучают энергию вдоль поверхности Земли ненаправленно. Их располагают цепочками. Маяки одной цепочки работают на общей несущей частоте и имеют одинаковый период повторения импульсов. Цепочка состоит из ведущего A и ведомых B<sub>i</sub> радиомаяков. Ведомые маяки ретранслируют сигнал ведущего с задержками. Задержки выбирают так, чтобы импульсы ведомых маяков B<sub>1</sub>, B<sub>2</sub>, ... следовали бы всегда за импульсом ведущего A (рисунок 3.21,а) с некоторыми запаздываниями Δt<sub>1</sub>, Δt<sub>2</sub>, ... Вычитая из запаздываний постоянные задержки, определяют разности дальностей объекта навигации до ведомого и ведущего маяков.

*Длинноволновые импульсные радиомаяки «Лоран-С»* работают на границе длинных и сверхдлинных волн. Излучают ненаправленно, вдоль поверхности Земли. Возможно излучение пачек взаимно согласованных по фазе (когерентных) радиоимпульсов (рисунок 3.21,б).

Жесткость фазовой структуры радиоимпульсов позволяет использовать в пунктах приема импульсно-фазовый метод измерения временных запаздываний. Это означает, что результат измерения разностей временных запаздываний огибающих импульсов уточняется путем измерения разностей фаз их колебаний.

*Сверхдлинноволновые радиомаяки «Омега»* излучают вдоль поверхности Земли ненаправленно. Практически непрерывно излучаются протяженные сигналы неодинаковой длительности с дискретно-изменяющимися частотами  $f_1, f_2, f_3$  (рисунок 3.21, в) или  $f_1, f_2, f_3, f_4$  и общим периодом повторения  $T$  ( $T = 10$ с). Начало периода  $T$  синхронизировано по сигналам службы единого времени, набор частот излучения для всех маяков одинаков. Порядок и длительности излучения частот характеризуют местоположение маяка на поверхности Земного шара (индексы  $A, B, C, D, E, F, G, H$ ). После установления индексов маяков легко устанавливается разность моментов времени начала излучения колебаний произвольной частоты, исключаемая при оценивании искомой разности временных запаздываний  $\Delta r/c$  приходящих от маяков колебаний. Фазы принимаемых колебаний произвольной частоты  $f_i$  (приходящих неодновременно) могут запоминаться и сопоставляться с точностью до целого числа периодов. Разность фаз  $\Delta\varphi_i$  ( $0 < \Delta\varphi_i < \pi$ ) на частоте  $f_i$  равна

$$\Delta\varphi_i = 2\pi f_i r/c - 2\pi k_i \quad (k_i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots).$$

Информация о разностях фаз  $\Delta\varphi_i$  на нескольких частотах позволяет подобрать значения  $\Delta\varphi_i$  обеспечивающие примерно совпадающие для  $\Delta r$  значения:

$$\Delta r \approx \lambda_i(k_i + \Delta\varphi_i/2\pi),$$

где  $\lambda_i = c/f_i$ .

Неоднозначность фазового измерения устраняется пересечением в точке  $A$  (рисунок 3.22). Устранение облегчается при переходе к разностным частотам  $F_{ij} = f_i - f_j$ , к измерению разностей фаз. При измерениях  $\Delta r$  они изменяются значительно медленнее разностей фаз  $\Delta\varphi_i$ .

Рассмотрим модуляцию и прием излучений радиомаяков на искусственных спутниках Земли (ИСЗ). Существенным достоинством *спутниковых радионавигационных систем (СРНС)* является глобальность обеспечиваемой ими зоны обслуживания. В состав системы входят: комплекс наземных станций (подсистема контроля и управления); группа (созвездие) спутников; бортовое оборудование объектов навигации. Спутники оборудованы радиоаппаратурой, вычислительными средствами, а также аккумуляторными батареями, заряжаемыми от солнечных элементов. Периодическая связь с наземными станциями обеспечивает уточнение траекторий, ориентации и отсчетов времени на спутниках. Вводимая в бортовые ЭВМ информация, в том числе о *гравитацион-*

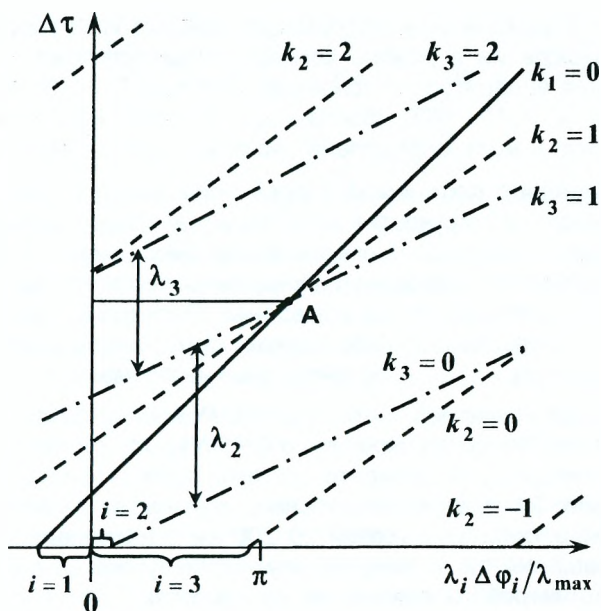


Рисунок 3.22

ном поле Земли, влияющем на координаты спутника, позволяет систематически передавать на объекты навигации *эфемеридную информацию*, т. е. информацию о координатах и составляющих скоростей движения спутников. Функционирование СРНС осуществляют с использованием практически когерентного излучения (немодулированного; сложномодулированного).

Прием объектами навигации немодулированного когерентного, практически ненаправленного излучения ИСЗ на протяжении длительного временного интервала обеспечивает реализацию *разностно-дальномерного (интегрально-доплеровского)* метода местоопределения. Расстояние, пройденное ИСЗ за время наблюдения, эквивалентно некоторой базе маячной разностно-дальномерной системы. Разность расстояний от концов этой базы до объекта навигации находят, интегрируя радиальную скорость ИСЗ относительно объекта, определяемую величиной доплеровской частоты. Учитываются параметры собственного движения объекта навигации. Измерения повторяются многократно.

СРНС США «Транзит» основана на описанном методе навигации. Включает 5-6 низкоорбитальных ИСЗ, вращающихся вокруг Земли по практически круговым орбитам (высота 1100 км, период обращения око-

ло 110 мин). Эфемеридная информация каждого ИСЗ корректируется при его прохождении в районе командно-измерительного комплекса. Двухканальная аппаратура с основным каналом  $f_1 = 400$  МГц и вспомогательным  $f_2 = 150$  МГц обеспечивает компенсацию ионосферных ошибок. Точность местоопределения на поверхности Земли 30...70 м.

Использование *сложномодулированного когерентного* (фазоманипулированного, в частности) излучения на основе высокостабильных спутниковых генераторов обеспечивает синхронизацию времени на спутниках и объектах навигации и проведение высокоточных *квазидальнономерных* и *квазидопплеровских* измерений. Переход от низкоорбитальных ИСЗ к *среднеорбитальным* снижает тормозящее действие атмосферы и повышает точность эфемеридной информации.

СРНС США «Навстар», иначе, *Global Positioning System/Navigation Satellite Time and Ranging*, сокращенно *GPS/Navstar*, строится на указанных выше принципах. В варианте системы 1996 г. предусматривается использование 24 среднеорбитальных спутников, размещенных на шести круговых орбитах высотой 20 200 км с наклоном  $55^\circ$  и периодом обращения 12 ч. Каждый спутник излучает широкополосные сигналы дециметрового диапазона на частотах  $f_1 = 1575,42$  МГц и  $f_2 = 1227,60$  МГц, получаемых путем увеличения в 154 и 120 раз тактовой частоты колебаний  $f_0 = 10,23$  МГц с относительной нестабильностью частоты за сутки менее  $10^{-13}$ . На частоте  $f_1$  в квадратуре (со сдвигом фаз  $90^\circ$ ) излучаются два независимых сигнала с фазовой манипуляцией. Первый — кодирован свободно используемым C/A (Clear-Acquisition) кодом с тактовой частотой  $f_0/10$ , периодом повторения около 1 мс, доступным как военным, так и гражданским пользователям. Второй — кодирован защищенным P (Protected) кодом с тактовой частотой  $f_0$ , периодом обновления, равным неделе, и доступен только военным пользователям. На частоте  $f_2$  излучается сигнал с P-кодом, предназначенный для компенсации ионосферных погрешностей в случае военных применений. Аппаратура военных и гражданских пользователей получает эфемеридную информацию и поправки временной шкалы путем амплитудной модуляции навигационных сигналов. Состояние спутниковой аппаратуры выдачи этой информации контролируется несколько раз в сутки. По результатам экспериментальной проверки ошибки измерения координат составляют менее 10 м при P-коде и порядка 30...100 м при C/A-коде.

СРНС США «Дифференциальный Навстар» является модификацией «Навстар». Она рассчитана на повышение качества информации, выдаваемой гражданским пользователям, не допущенным к использованию P-кода. Это обеспечивается созданием цепи топографически привязанных контрольных приемных станций.



*СРНС России «Глонасс» (ГЛОбальная НАвигационная Спутнико-вая Система)* состоит из 24 среднеорбитальных спутников, размещенных на трех круговых орбитах. Система работает в диапазонах частот 1597...1617 МГц и 1240...1260 МГц в условиях фазовой манипуляции сигналов и разнеса частот излучений спутников.

Как и в СРНС «Навстар», предусмотрены режимы повышенной и стандартной точности. Последний режим доступен всем гражданским пользователям и одобрен в 1996 г. международной организацией гражданской авиации (ИКАО) при ошибках измерения (с вероятностью 0, 997): координат в горизонтальной плоскости до 57...70 м; вертикальной координаты до 75 м; отсчетов времени до 1 мкс.

Рассмотрим модуляцию и прием излучений в автономных системах радио- и оптической навигации. К указанным системам можно отнести бортовые радио- и оптические высотомеры и дальнометры, доплеровские измерители скорости и угла сноса, бортовые лазерные и оптические локаторы и т. д.

*Радиовысотомеры* представляют собой одноцелевые активные локаторы с импульсным (без внутриимпульсной модуляции), с ЧМ непрерывным или же с импульсным ЧМ излучением. Характеристика направленности приемопередающей антенны обычно нормальна к поверхности. Структура радиовысотомера упрощается по сравнению с обзорной РЛС, поскольку отпадает необходимость в многоцелевой работе. Широко используется синусоидальная ЧМ.

*Доплеровские измерители скорости и угла сноса (ДИСС)* имеют обычно многолучевое, чаще всего четырехлучевое построение. Зондирующие сигналы могут быть непрерывными или импульсными с высокой частотой следования импульсов. Многолучевое построение снижает ошибки измерения, связанные с изменением ориентации самолета относительно подстилающей поверхности.

*Бортовые радио- и оптические локаторы* используются для целей навигации и картографирования. Это радиолокаторы кругового и секторного обзора, в последнем случае как с обычным, так и с синтезированным раскрывом (апертурой) антенны. Простейшими вариантами радиолокаторов являются радиодальномеры и радиовысотомеры. Лазерное зондирование обеспечивает повышение точности угловых и дальностных измерений, что важно при решении задач стыковки космических аппаратов. Погрешности измерений дальности могут снижаться до дециметра, а радиальной скорости — до сантиметров в секунду.

Следует сказать и о модуляции и приеме излучений в системах гидроакустической навигации. Наибольшее распространение в системах гидроакустической навигации получили такие автономные средства, как эхолоты и лаги. Используются гидроакустические: маячные системы; средства подледного плавания; локаторы; эхоайсбергметры.

Скорость распространения гидроакустических волн значительно меньше, как известно, скорости распространения электромагнитных в вакууме. Несущие частоты и полосы частот при близких видах модуляции поэтому много меньше чем в радиодиапазоне.

С принципиальной точки зрения, существенна допустимость использования в расчетах абсолютных систем отсчета координат и времени, связанных, в частности, со средой распространения. Законы преобразования частоты при движении передатчика и приемника неодинаковы и имеют вид  $f = f_0/(1 + v_{\text{пер}}/v)$ , где  $v$  — скорость распространения гидроакустической волны в среде. Движение передатчика, приемника, а при использовании локационных методов навигации и вторичного излучателя, приводит к последовательным преобразованиям частоты.

### 3.6 Модели сигналов и помех

Под термином «модель» будем понимать математическое описание сигналов и помех, которые далее используются при решении задач обнаружения сигнала и измерения его параметров на фоне помех.

Полагая длительность сигнала малой по сравнению с интервалом корреляции флуктуаций сигнала, заменяем случайный множитель  $\dot{B}(t)$  как функцию времени на случайную величину  $B = be^{i\beta}$ .

Тогда при однократном приеме комплексная амплитуда принимаемого сигнала имеет вид:

$$\dot{X}(t, b, \beta, \bar{\alpha}) = be^{i\beta} \dot{U}(t - t_3) e^{-j2\pi F_D t}, \quad (3.4)$$

где  $b, \beta$  — случайные амплитуда и начальная фаза сигнала — неизменяемые параметры;  $\bar{\alpha} = \begin{vmatrix} t_3 \\ F_D \end{vmatrix}$  — вектор-столбец измеряемых (информативных) параметров.

Принимая различные допущения относительно параметров  $\beta$  и  $b$ , получим три модели сигналов.

*Сигнал с полностью известными параметрами* ( $b = 1, \beta = 0$ ) можно представить комплексной амплитудой:

$$\dot{X}(t, \bar{\alpha}) = \dot{U}(t - t_3) e^{-j2\pi F_D t} \quad (3.5)$$

и мгновенным значением  $x(t, \bar{\alpha}) = U(t - t_3) \cos[2\pi(f_0 - F_D)t - \varphi(t)]$ .

*Сигнал со случайной начальной фазой* ( $b = 1$ ) представляется в виде  $\dot{X}(t, b, \beta, \bar{\alpha}) = e^{i\beta} \dot{X}(t, \bar{\alpha})$ , где  $\dot{X}(t, \bar{\alpha})$  — полностью известный сигнал;  $\beta$  — случайная начальная фаза в интервале  $(0, 2\pi)$ .

*Сигнал со случайными амплитудой и начальной фазой* записывается в виде  $\dot{X}(t, b, \beta, \bar{\alpha}) = be^{i\beta} \dot{X}(t, \bar{\alpha})$ .

Для пачек с  $M$  короткими импульсами используются модели: когерентной пачки  $\dot{X}(t, b, \beta, \bar{\alpha}) = \sum_{i=1}^M b e^{i\beta} \dot{X}_i(t, \bar{\alpha})$  и некогерентной пачки

$\dot{X}(t, \bar{b}, \bar{\beta}, \bar{\alpha}) = \sum_{i=1}^M b_i e^{i\beta_i} \dot{X}_i(t, \bar{\alpha})$ . Здесь  $\dot{X}(t, \bar{\alpha})$  учитывает закономерность изменения амплитуд и фаз отдельных отраженных импульсов за счет неоднозначности момента их прихода и перемещения ДН антенны. Для некогерентной пачки от импульса к импульсу случайно и независимо изменяются величины  $b_i$  и  $\beta_i$ .

При многоканальном приеме принятый сигнал представляет собой совокупность сигналов  $X_1(t), X_2(t), \dots, X_n(t)$ . Пусть число каналов ограничено двумя, тогда сигнал можно записать в виде вектора-столбца

$$\bar{x}(t) = \begin{Bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{Bmatrix} = \|x_1(t)x_2(t)\|^T,$$

где T — знак транспонирования.

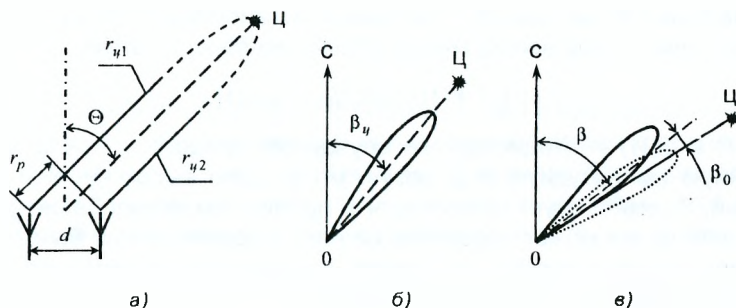


Рисунок 3.23

Допустим, что элементы АР (рисунок 3.23,а) слабо направлены, разнесены на расстояние  $d$ , а принятые колебания  $x_1(t)$  и  $x_2(t)$  отличаются только фазой  $\varphi$ , которая зависит от угловой координаты  $\theta$  ( $\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$ ).

Комплексные амплитуды сигналов в каналах можно записать в виде  $\dot{X}_1(t) = b e^{i\beta} \dot{X}(t, \bar{\alpha})$ ;  $\dot{X}_2(t) = b e^{i\beta} e^{-i\varphi} \dot{X}(t, \bar{\alpha})$ .

При отсчете фазы относительно центра 0 антенны имеем

$$\dot{X}_1(t) = b e^{i\beta} e^{-i\frac{\varphi}{2}} \dot{X}(t, \bar{\alpha});$$

$$\dot{X}_2(t) = b e^{i\beta} e^{i\frac{\varphi}{2}} \dot{X}(t, \bar{\alpha}).$$

С учетом этих выражений комплексную амплитуду принимаемых сигналов можно представить в виде:

$$\dot{X}(t, b, \beta, \bar{\alpha}, \varphi) = \begin{Bmatrix} e^{-i\frac{\varphi}{2}} \\ e^{i\frac{\varphi}{2}} \end{Bmatrix} \cdot \dot{X}(t, b, \beta, \bar{\alpha}) = \dot{X}(\varphi) \dot{X}(t, b, \beta, \bar{\alpha}),$$

где  $\hat{X}(\varphi) = \begin{bmatrix} e^{-j\frac{\varphi}{2}} \\ e^{j\frac{\varphi}{2}} \end{bmatrix}$  — вектор-столбец, несущей информацию о распределении фазы (направлении на цель).

Переходя к моделям помех, отметим их многообразие. Они делятся по происхождению — на *естественные* и *искусственные*; по способу создания — на *активные* и *пассивные*; по взаимодействию с сигналом — на *аддитивные* и *мультипликативные*; по влиянию на РЭС — на *маскирующие* и *имитирующие*; по соотношению ширины спектра помехи и сигнала — на *заградительные* и *прицельные*.

Не вдаваясь в подробности описания каждого из видов помех, ограничимся рассмотрением моделей аддитивных маскирующих помех, к которым во многих случаях можно свести и воздействие других видов помех.

Начнем рассмотрение с активных маскирующих помех, которые представляют собой непрерывное узкополосное колебание

$$y(t) = Y(t) \cos[2\pi f_0 t - \varphi_u(t)],$$

где  $Y(t)$  и  $\varphi_u(t)$  — стационарные случайные процессы, описывающие случайную амплитудную и фазовую модуляцию высокочастотных колебаний. Здесь следует отметить, что принимаемое колебание  $y(t)$  на входе приемника может содержать сигнал, а может его и не быть, но помеха присутствует всегда, во всяком случае в виде внутреннего шума приемника, пересчитанного на его вход.

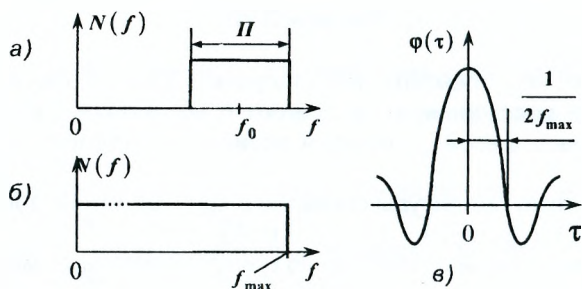


Рисунок 3.24

Важными характеристиками стационарного случайного процесса являются его *спектральная плотность мощности*  $N(f)$  и *корреляционная функция*  $\Phi(\tau)$ . Обратим внимание, что  $N(f)$  характеризует мощность, приходящуюся на единичный интервал частоты и имеет размерность Вт/Гц = Вт · с = Дж. Для узкополосной помехи ее  $N(f)$  имеет вид, показанный на рисунке 3.24,а, автокорреляционная функция  $\Phi(\tau)$  связана с  $N(f)$  преобразованием

$$\Phi(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} N(f) e^{j2\pi f\tau} df = \int_0^{\infty} N(f) \cos(2\pi f\tau) df$$

и характеризует статистическую связь между случайными процессами  $y(t)$  и  $y(t - \tau)$ .

Если ширина спектра помехи больше ширины спектра сигнала и имеет вид, показанный на рисунке 3.24,б

$$N(f) = \begin{cases} N_0 & \text{при } 0 < f < f_{max}, \\ 0 & \text{при } f < 0 \text{ и } f > f_{max}, \end{cases}$$

то корреляционная функция имеет вид:

$$\Phi(\tau) = N_0 \cdot f_{max} \frac{\sin(2\pi f_{max}\tau)}{2\pi f_{max}\tau}. \quad (3.6)$$

Из графика (рисунок 3.24,в) видно, что чем шире спектр, тем быстрее ослабевают корреляционные связи (меньше время корреляции).

Устремляя  $f_{max} \rightarrow \infty$ , получаем спектральную плотность шума  $N_0$  постоянной величины на всей оси частот. Такой шум называется *белым*, а его корреляционная функция преобразуется в дельта — функцию:

$$\Phi(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau), \quad (3.7)$$

где  $\delta(\tau) = \begin{cases} \infty & \text{при } \tau = 0, \\ 0 & \text{при } \tau \neq 0. \end{cases}$

Таким образом, первая модель помехи — белый шум, который, однако, является абстракцией, удобной при решении статистической задачи выявления сигнала на фоне помехи.

В действительности спектральная плотность мощности помехи может быть постоянной не на всей оси частот, в лишь на некотором интервале, например, в полосе частот полезного сигнала (рисунок 3.24,а). Такая помеха называется *квазибелым шумом*.

Корреляционная функция квазибелой помехи (рисунок 3.24,а) имеет вид

$$\varphi(\tau) = N_0 \frac{\sin(\pi\Pi\tau)}{\pi\tau} \cos(2\pi f_0\tau) = \text{Re} \left\{ \dot{\Phi}(\tau) e^{-j2\pi f_0\tau} \right\}, \quad (3.8)$$

где  $\dot{\Phi}(\tau) = N_0 \frac{\sin(\pi\Pi\tau)}{\pi\tau} = N_0 \Delta(\tau)$  — корреляционная функция комплексных амплитуд, т. е.  $\dot{\Phi}(\tau) = \frac{1}{2} M \{ \dot{Y}(t) \dot{Y}(t - \tau) \}$ ,  $\dot{Y}(t) = Y(t) e^{j\varphi_u(t)}$ .

При расширении спектра  $\Pi$  помехи функция  $\Delta(\tau)$  сосредотачивается около  $\tau = 0$  и при  $\Pi \rightarrow \infty$  может быть заменена дельта-функцией, т. е.  $\Phi(\tau) = N_0 \delta(\tau)$ .

Случайная функция  $y(t)$  при каждом фиксированном значении аргумента  $t = t_i$  представляет случайную величину, которая полностью характеризуется одномерной плотностью вероятности  $p_n(y_i)$ , а вектор-столбец  $\bar{y} = \|y_i\| = \|y_1 y_2 \dots y_m\|^T$  характеризуется многомерной плотностью вероятности

$$p_n(\bar{y}) = (2\pi)^{-\frac{n}{2}} |\bar{\varphi}|^{-\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \bar{y}^T \bar{\varphi}^{-1} \bar{y} \right\}, \quad (3.9)$$

где  $\bar{\varphi} = \|M(y_i y_j)\|$  — корреляционная матрица помехи;  $|\bar{\varphi}| = \det \bar{\varphi}$  — определитель (детерминант) матрицы  $\bar{\varphi}$ ;  $\bar{\varphi}^{-1}$  — матрица, обращенная к матрице  $\bar{\varphi}$ ;  $n$  — индекс помехи.

Для двумерной выборки  $\bar{y} = \|y_1 y_2\|$ ,  $M(y_1) = M(y_2) = 0$ , дисперсия  $\sigma_1^2 = M(y_1^2)$ ,  $\sigma_2^2 = M(y_2^2)$ .

Тогда корреляционная матрица помехи

$$\bar{\varphi} = \begin{vmatrix} M(y_1 y_1) & M(y_1 y_2) \\ M(y_2 y_1) & M(y_2 y_2) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \sigma_1^2 & \rho \sigma_1 \sigma_2 \\ \rho \sigma_2 \sigma_1 & \sigma_2^2 \end{vmatrix},$$

где  $\rho = \frac{M(y_1 y_2)}{\sigma_1 \sigma_2}$  — коэффициент корреляции.

Определитель матрицы  $|\bar{\varphi}| = \sigma_1^2 \sigma_2^2 (1 - \rho^2)$ .

Матрица  $\bar{\varphi}^{-1}$ , обращенная к матрице  $\bar{\varphi}$ , имеет вид

$$\bar{\varphi}^{-1} = \frac{1}{1 - \rho^2} \begin{vmatrix} \frac{1}{\sigma_1^2} & \frac{\rho}{\sigma_1 \sigma_2} \\ -\frac{\rho}{\sigma_1 \sigma_2} & \frac{1}{\sigma_2^2} \end{vmatrix}.$$

Если выборки  $y_1$  и  $y_2$  случайного процесса  $y(t)$  не коррелированы ( $\rho = 0$ ) и имеют одинаковую дисперсию ( $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2$ ), то  $\bar{\varphi}(\tau)$  и  $\bar{\varphi}^{-1}(\tau)$  примут вид  $\bar{\varphi} = \sigma^2 \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix} = \sigma^2 \bar{I}$ ,  $\bar{\varphi}^{-1} = \frac{1}{\sigma^2} \bar{I}$ , где  $\bar{I}$  — единичная матрица, т. е. квадратичная матрица, элементы главной диагонали которой равны 1, а остальные — 0. Тогда плотность вероятности принимает вид  $p_n(\bar{y}) = (2\pi)^{-1} \sigma^{-2} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} (y_1^2 + y_2^2) \right\}$ .

В случае многоканального (двухканального) приема активные помехи можно представить в виде вектора-столбца:  $\bar{y}(t) = \|y_1(t) y_2(t)\|^T$ . Этот вектор можно характеризовать корреляционной матрицей-функцией

$$\bar{\varphi}(\tau) = M[\bar{y}_1(t) \bar{y}_2(t - \tau)] = \begin{vmatrix} \varphi_{11}(\tau) & \varphi_{12}(\tau) \\ \varphi_{21}(\tau) & \varphi_{22}(\tau) \end{vmatrix},$$

где  $\varphi_{11}(\tau)$ ,  $\varphi_{22}(\tau)$  — автокорреляционные функции помеховых колебаний  $y_1(t)$  и  $y_2(t)$  соответственно;  $\varphi_{12}(\tau)$  — взаимная корреляционная функция  $y_1(t)$  и  $y_2(t)$ . Если последние не коррелированы, то  $\varphi_{12}(\tau) = \varphi_{21}(\tau) = 0$ .

Автокорреляционные функции  $\varphi_{11}(\tau)$  и  $\varphi_{22}(\tau)$  являются дисперсиями колебаний  $y_1(t)$  и  $y_2(t)$ . Случайный вектор  $\bar{y}$  можно также охарактеризовать многомерной плотностью вероятности. Для этого в каждом

из каналов приема следует от непрерывного колебания  $y_1(t)$  перейти к дискретным ее значениям, а потом дискретные значения всех каналов собрать в один вектор-столбец  $\bar{y}$ .

Рассмотрим *модель пассивной маскирующей помехи*, которая образуется в результате наложения сигналов, отраженных от хаотично размещенных в некотором объеме мешающих отражателей. Под влиянием различных независимых факторов (движение отражателей, вращение антенн и др.) пассивная помеха испытывает случайные флуктуации. При облучении отражателей монохроматическим колебанием отраженный сигнал в ряде случаев можно рассматривать как вырезку из стационарного процесса со спектральной плотностью мощности:

$$N_n(f) = N_{n0} \exp \left\{ -\frac{f^2}{2\sigma_f^2} \right\}, \quad (3.10)$$

где  $N_{n0}$  — спектральная плотность на нулевой частоте;  $\sigma_f = \frac{2\sigma_v}{\lambda}$  — среднеквадратическое значение разброса доплеровских частот;  $\sigma_v$  — среднеквадратическое значение разброса скоростей отражателей.

Для этой спектральной плотности нормированная автокорреляционная функция имеет вид:

$$\rho(\tau) = \exp \left\{ -2\pi\sigma_f^2\tau \right\}. \quad (3.11)$$

Кроме гаусовского, спектр флуктуаций пассивной помехи может аппроксимироваться также экспоненциальной и другими функциями, лежащими между экспоненциальной и гаусовской.

При импульсном излучении пассивные помехи характеризуются коэффициентом междупериодной корреляции, величина которого зависит от периода следования импульсов  $T$ . Его значение тем ближе к 1, чем меньше  $T$  и уже спектр флуктуаций пассивной помехи.

### 3.7 Зоны действия РЭС

Дальность действие РЭС является одной из важнейших тактических характеристик. Поскольку большинство РЭС представляют собой радиоканалы, то начнем расчет дальности действия для этих систем.

Под дальностью действия радиоканала понимают максимальное расстояние  $r = r_{\max}$  между передатчиком и приемником, на котором обеспечивается решение информационных задач с заданными показателями качества.

Для каждой РЭС задаются своими показателями качества, которые в конце концов сводятся к отношению сигнал/шум  $q^2$ , при котором выполняются заданные качественные показатели. Как будет показано далее, при решении задачи выявления (обнаружения) сигнала на фоне

шума качественными показателями являются вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги, при измерении информативных параметров — точность их измерения и т. д.

Зная пороговое (минимальное) отношение сигнал/шум и спектральную плотность мощности шума  $N_0$ , можно найти величину энергии  $\mathcal{E}_{\text{пр min}}$  или мощности  $P_{\text{пр min}}$  сигнала, которая обеспечивает заданные качественные показатели.

Таким образом, для выполнения заданных качественных показателей необходимо, чтобы энергия принимаемого сигнала удовлетворяла условию:

$$P_{\text{пр}} \geq P_{\text{пр min}} = \frac{q_{\text{пор}}^2 N_0}{2}. \quad (3.12)$$

Сначала рассчитаем величину  $\mathcal{E}_{\text{пр}}$  без учета влияния земной поверхности и атмосферы на распространение радиоволн, т. е. в свободном пространстве. В этих условиях и при ненаправленном излучении в точке приема будет создаваться плотность потока мощности  $S_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{п}}}{4\pi r_{\text{пр}}^2}$ . Здесь  $P_{\text{п}}$  — мощность передатчика;  $4\pi r_{\text{пр}}^2$  — площадь поверхности сферы с радиусом  $r_{\text{пр}}$  от передатчика до приемника, учитывая направленное излучение передающей и приемной антенн, запишем выражение для  $S_{\text{пр}}$  в виде:  $S_{\text{пр}} = \frac{G_{\text{п}} A_{\text{пр}} P_{\text{п}}}{4\pi r_{\text{пр}}^2}$ , где  $G_{\text{п}}$  — коэффициент усиления передающей антенны;  $A_{\text{пр}}$  — эффективная площадь раскрытия приемной антенны.

При выполнении условия (3.12) получим:

$$r_{\text{пр max}} = \sqrt{\frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} A_{\text{пр}}}{4\pi P_{\text{пр min}}}}. \quad (3.13)$$

В случае активной радиолокации с пассивным ответом в выражении для  $S_{\text{пр}}$  необходимо  $S_{\text{пр}}$ ,  $r_{\text{пр}}$  заменить на  $S_{\text{ц}}$ ,  $r_0$ , а  $A_{\text{пр}}$  — на эффективную площадь цели  $\sigma_{\text{ц}}$ .

Тогда плотность потока мощности в точке приема  $S_{\text{пр}}$  будет:

$$S_{\text{пр}} = \frac{S_{\text{ц}} \sigma_{\text{ц}}}{4\pi r_0^2} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi r_0^2)^2},$$

а мощность в этой точке:

$$P_{\text{пр}} = S_{\text{пр}} A_{\text{эф}} = \frac{P_{\text{п}} G_{\text{п}} A_{\text{эф}} \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 r_0^4}. \quad (3.14)$$

Допуская, что параметры антенн  $G_{\text{п}}$  и  $A_{\text{эф}}$  не изменяются за время наблюдения цели, проинтегрируем обе части уравнения (3.14) по времени. В результате перейдем от мощности к энергии сигнала, излучаемого РЭС.



Учтем также, что для совмещенной РЛС при использовании одной и той же антенны на передачу и прием

$$A_{\text{пр}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{\text{п}} \quad \text{---}$$

эффективная площадь приемопередающей антенны.

Тогда получим максимальную дальность:

$$r_{0\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{\mathcal{E}_{\text{п}} G_{\text{п}} A_{\text{пр}} \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 \mathcal{E}_{\text{пр min}}}}. \quad (3.15)$$

Полученное уравнение (3.15) является *уравнением радиолокации* в свободном пространстве.

Из полученного уравнения следует, что для обеспечения *большой дальности* действия РЛС необходимо увеличивать энергию зондирующего сигнала  $\mathcal{E} = P \cdot \tau_{\text{с}}$  за счет повышения мощности  $P$  и длительности сигнала  $\tau_{\text{с}}$ . Передающая антенна должна иметь высокий коэффициент усиления  $G$ , а приемная — большой раскрыв  $A_{\text{эф}} = k A_{\text{геом}}$ . Приемник РЛС должен иметь высокую чувствительность для приема слабых сигналов с  $\mathcal{E}_{\text{пр min}}$ . Кроме того, дальность до цели пропорциональна  $\sqrt{\sigma_{\text{ц}}}$ , а это значит, что  $r_{0\text{max}}$  рассчитывается для каждого конкретного типа цели с заданной ЭП  $\sigma_{\text{ц}}$ .

Уравнения (3.13... 3.15) получены для максимальных значений  $G$  и  $A_{\text{эф}}$ . В то же время коэффициент усиления и эффективная площадь антенны являются функциями угловых координат  $\beta$  и  $\varepsilon$ .

$$G = G_m F^2(\beta, \varepsilon), \quad A_{\text{эф}} = A_m F^2(\beta, \varepsilon), \quad (3.16)$$

где  $F(\beta, \varepsilon)$  — нормированная ДН антенны по полю (напряженности поля).

В направлении максимума ДН дальность максимальна, для других направлений  $r_{\text{ц}} = r_{\text{цм}} F(\beta, \varepsilon)$ .

Используя уравнения (3.13) и (3.15), строят *зоны действия (видимости)* РЛС. Для РЛС кругового обзора сечение зоны видимости горизонтальной плоскостью (высота  $H = \text{const}$ ) представляет собой кольцо с минимальной и максимальной дальностью действия (рисунок 3.25, в). Минимальная дальность определяется длительностью зондирующего импульса, во время действия которого прием невозможен.

Расчет максимальной дальности действия в реальных условиях должен производиться с учетом затухания радиоволн в атмосфере и при воздействии внешних помех.

Максимальная дальность действия с учетом затухания при одно-родной трассе может быть получена по формуле:

$$r_{\text{max}} = r_{0\text{max}} 10^{-0,05 B r_{\text{max}}},$$

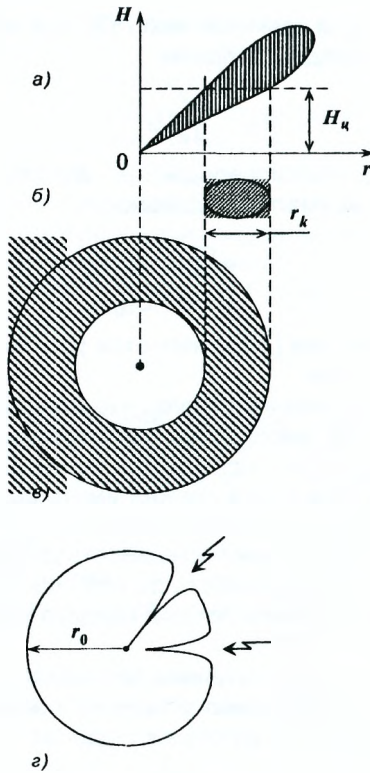


Рисунок 3.25

где  $B$  — коэффициент затухания, выраженный в дБ/км. При заданных значениях  $B$  и  $r_{0max}$  величина  $r_{max}$  находится по номограммам, приведенным в справочнике [25].

При наличии источника помех в уравнении радиолокации (3.15) вместо спектральной плотности внутренних шумов  $N_0 = kT_a K_{ш}$  (где  $k$  — постоянная Больцмана, равная  $1,38 \cdot 10^{-23}$  Вт/рад,  $T_a$  — температура антенны в градусах Кельвина,  $k_{ш}$  — коэффициент шума приемника) необходимо подставить суммарную спектральную плотность мощности  $N_n = N_0 + N_{n\text{вх}}$ .

Помеха на входе приемника определяется по формуле:

$$N_{n\text{вх}} = \sum_{i=1}^m \frac{P_{ni} G_{ni} A_i}{Y \pi r_i^2 \Pi_i}. \quad (3.17)$$

Здесь:  $P_{ni}$  — мощность помехи  $i$ -ого источника помех в полосе частот  $\Pi_i$ ;  $G_i$  — коэффициент усиления антенны  $i$ -ого источника помех;  $r_i$  — дальность до  $i$ -ого источника помех;  $A_i$  — эффективная площадь приемной антенны в направлении на  $i$ -ый источник. При действии помех на РЛС, как и на другие РЭС, максимальная дальность действия определяется из неравенства:

$$\mathcal{E}_{\text{пр}} \geq \mathcal{E}_{\text{пр min}} = q_{\text{пор}}^2 \frac{N_0 + N_{\text{п.вх}}}{2}. \quad (3.18)$$

На рисунке 3.25,г приведена зона видимости РЛС при воздействии двух источников помех. Из рисунка видно, что наибольшее сокращение зоны видимости наблюдается в направлениях на источники помех, когда главный лепесток ДН направлен на источники помех. Видно также, что зона видимости сокращается и при воздействии помех и по боковым лепесткам ДН.

Из вышесказанного следует, что активные помехи (излучения источников радиоволн) оказывают существенное влияние на зону видимости РЛС. Для уменьшения этого влияния следует принимать меры по усилению неравенства (3.18).

При работе РЛС по маловысотным целям напряженность электромагнитного поля в точке нахождения цели образуется в результате интерференции прямой и отраженной от поверхности Земли волн (рисунок 3.26,а). Это влияние учитывается введением в уравнение (3.16) множителя Земли:

$$F_3(\varepsilon_{\text{ц}}) = 2 \sin \left( \frac{2\pi}{\lambda} h \sin \varepsilon_{\text{ц}} \right), \quad (3.19)$$

где  $h$  — высота антенны РЛС;  $\varepsilon_{\text{ц}}$  — угол места цели. Упрощая (3.19), получим для цели на высоте  $H_{\text{ц}}$ :

$$r_{\text{max}} = \sqrt{r_0 \frac{4\pi h H_{\text{ц}}}{\lambda}} = \sqrt{\frac{4\pi h H_{\text{ц}}}{\lambda}} \sqrt[8]{\frac{\mathcal{E} G A_{\text{эф}} \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 \mathcal{E}_{\text{пр min}}}}. \quad (3.20)$$

Из (3.20) следует, что дальность действия РЛС по маловысотным целям меньше дальности по высотным целям в  $\sqrt{}$  раз и зависит от отношения  $h/\lambda$ .

На дальность действия РЭС оказывают влияние и другие факторы. Так, например, сферичность Земли ограничивает дальность действия РЭС дальностью прямой видимости (рисунок 3.26,б). С учетом кривизны Земли и нормальной рефракции (рисунок 3.26,в) дальность прямой видимости будет:

$$r_{\text{пр.в.}} [\text{км}] \approx 4,12 (\sqrt{H_{\text{ц}} [\text{м}]} + \sqrt{h [\text{м}]}). \quad (3.21)$$

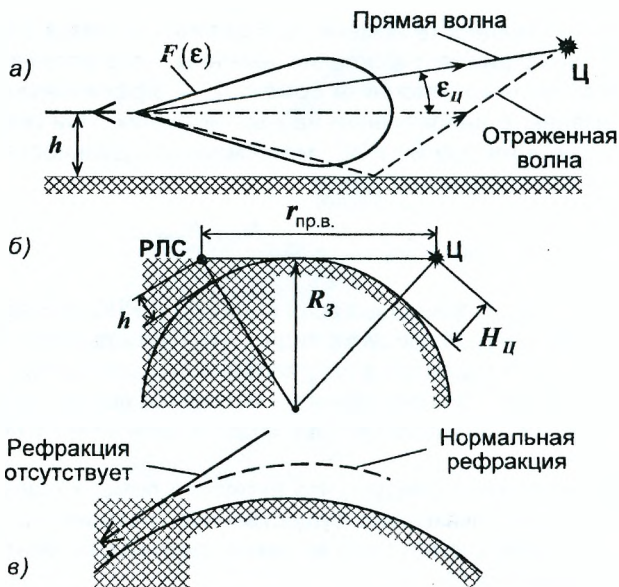


Рисунок 3.26

В отсутствие рефракции коэффициент 4,12 меняется на 3,58.

Рефракция радиоволн в атмосфере приводит к ошибкам в изменении координат цели. В то же время она может привести к такому положительному явлению, как *сверхрефракция*, представляющему собой волноводный канал в нижних слоях атмосферы, особенно над морем. При этом дальность действия РЛС по маловысотным целям возрастает, цели «видны» даже за горизонтом.

Для РЭС с разнесенными в пространстве на базу  $d$  приемником и передатчиком условие решения задачи запишем в виде:

$$\Theta_{\text{пр min}} \leq \frac{\mathcal{E}GA_{\text{эф}}\sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^2 r_{2\text{max}}^2 r_{1\text{max}}^2}, \quad (3.22)$$

где  $r_{1\text{max}}^2$ ,  $r_{2\text{max}}$  — расстояние от цели до передатчика и приемника соответственно.

При произвольных значениях базы  $d$  дальность  $r_{1\text{max}} \neq r_{2\text{max}}$  и  $r_{1\text{max}}r_{2\text{max}} = r_0^2$ . Последнее равенство описывает границы зоны действия системы на плоскости, которая проходит через место нахождения передатчика и приемника, в виде *овала Касини* (рисунок 3.27, б).

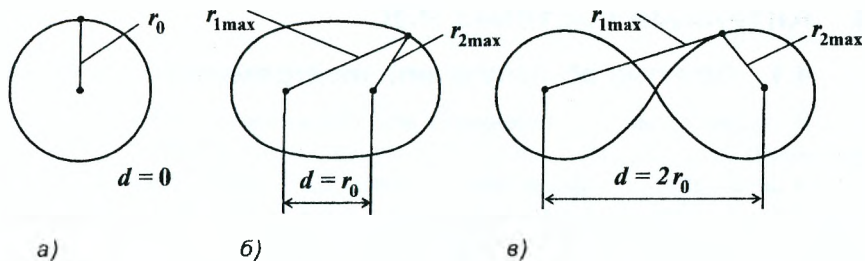


Рисунок 3.27

Овал Касини — это геометрическое место точек, для которых произведение расстояния до двух заданных точек есть величина постоянная. В зависимости от соотношения между базой  $d$  и величиной  $r_0$  имеем разные формы сечений зоны действия РЭС (рисунок 3.27). При  $d > r_0$  происходит разбиение зоны на две области (рисунок 3.27,в).

Для РЭС с активным ответом характерно наличие двух радиоканалов — запроса и ответа. Для каждого из них запишем максимальные дальности запроса

$$r_{\text{зап}} = \sqrt{\frac{\mathcal{E}_1 A_{\text{эф2}} G_1}{4\pi \mathcal{E}_{\text{пр min2}}}}$$

и ответа

$$r_{\text{отв}} = \sqrt{\frac{\mathcal{E}_2 G_2 A_{\text{эф1}}}{4\pi \mathcal{E}_{\text{пр min1}}}}$$

Здесь индексом 1 обозначены параметры запросчика, а индексом 2 — ответчика. Эти уравнения являются *уравнениями радиосвязи*.

Если положить  $r_{\text{зап}} \approx r_{\text{отв}}$ , то  $\mathcal{E}_1 G_1 A_{\text{эф2}} \mathcal{E}_{\text{пр min1}} \approx G_2 \mathcal{E}_2 A_{\text{эф1}} \mathcal{E}_{\text{пр min2}}$  и при близких частотах запроса и ответа  $G_1 A_{\text{эф2}} \approx G_2 A_{\text{эф1}}$ . Тогда получим  $\mathcal{E}_1 \mathcal{E}_{\text{пр min1}} \approx \mathcal{E}_2 \mathcal{E}_{\text{пр min2}}$  или  $P_1 P_{\text{пр min1}} \approx P_2 P_{\text{пр min2}}$ .

Это равенство позволяет РЭС все трудности по обеспечению большой дальности действия переложить на наземную аппаратуру и снизить требования к бортовой.

## 4 Антенные системы РЭС

### 4.1 Понятие об излучении электромагнитных волн

В соответствии с уравнениями электродинамики любая цепь переменного тока излучает электромагнитные волны (ЭМВ). Однако не любая цепь излучает эффективно и может быть использована в качестве антенны. Так, колебательный контур с сосредоточенными накопителями энергии  $L$  и  $C$  практически не излучает. То же можно сказать об отрезке двухпроводной симметричной длинной линии, для которого (по определению) расстояние между проводами мало по сравнению с длиной волны ( $d \ll \lambda$ ). Поэтому разность хода в сечении линии  $\Delta r$  мала, а значит, разность фаз близка к нулю и поля, создаваемые токами в проводах длинной линии, компенсируют друг друга в дальней зоне. Если же расстояние между проводами  $d$  одного порядка с длиной волны  $\lambda$ , разность фаз  $\varphi = \pi - \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r$  на большом удалении может быть различной, в том числе при  $\Delta r = \frac{\lambda}{2}$  получим  $\varphi = 0$ , т. е. поля будут синфазные, а результирующее поле удваивается. Последнее свидетельствует о том, что отрезок длинной линии является излучателем.

Если провода отрезка линии вытянуть в одну прямую линию, то эффективность излучения возрастет. Полученная излучающая система представляет собой открытый колебательный контур с распределенными  $L$  и  $C$ . Такая простейшая антенна называется *симметричным вибратором*. Симметричный вибратор находит широкое применение как самостоятельная антенна, так и в качестве составного элемента сложных антенн.

### 4.2 Основные характеристики антенн

Антенные системы (АС) входят в состав РЭС и предназначены для излучения электромагнитных волн и концентрации их энергии в заданных направлениях, а также приема ЭМВ с определенных направлений. Антенны принято классифицировать по диапазону волн, частотным свойствам, поляризации и направленности излучения.

По диапазону волн АС делят на коротковолновые, для которых  $\lambda > 10\text{ м}$  и  $l/\lambda \leq 1$  ( $l$  — линейный размер антенны;  $\lambda$  — длина волны), УКВ антенны ( $10^{-3}\text{ м} \leq \lambda < 10\text{ м}$ ,  $l/\lambda \geq 1$ ), антенны оптического диапазона ( $\lambda < 10^{-3}\text{ м}$ ,  $l/\lambda \geq 1$ ).

По ширине полосы пропускания  $\Pi_A$  АС делят на узкополосные ( $\Pi_A/f_0 \leq 0,1$ ), широкополосные ( $0,1 \leq \Pi_A/f_0 \leq 0,4$ ), диапазонные ( $0,6 \leq \Pi_A/f_0 \leq 1,3$ ) и частотно-независимые ( $\Pi_A/f_0 > 1,3$ ).

По поляризации различают АС с линейной поляризацией (обычно вертикальной или горизонтальной), круговой или эллиптической поляризацией.

По направленности излучения антенны делят на ненаправленные, слабонаправленные и остронаправленные.

На начальном этапе развития антенных систем на одном раскрыве формировался один луч, и реализовывалась соответственно одноканальная обработка. Стремление повышения возможностей РЭС привело к необходимости иметь на одном раскрыве много каналов.

В основе работы передающей и приемной антенны лежат обратимые физические процессы — преобразование ВЧ напряжений (токов) в ЭМВ, которые свободно распространяются, и наоборот. Это означает, что одну и ту же антенну можно использовать как передающую, так и приемную. Такая возможность появляется, например, при импульсном режиме работы РЭС, когда АС работает на излучение короткое время ( $\tau_u$ ), а остальное время ( $T - \tau_u$ ) — на прием ( $T$  — период следования импульсов). Эту антенну называют приемно-передающей. Достаточно рассмотреть параметры антенны в одном режиме, чтобы можно было охарактеризовать другой режим.

Основными характеристиками АС являются:

1. *Диаграмма направленности* (ДН) по полю  $f(\beta, \varepsilon)$  или по мощности  $f^2(\beta, \varepsilon)$ . ДН по полю  $f(\beta, \varepsilon)$  называется зависимость амплитуды поля от пространственных углов  $\beta, \varepsilon$  ( $\alpha, \beta$  — для навигации) при постоянной дальности точки наблюдения и неизменных условиях возбуждения антенны. Обычно используется нормированная ДН  $F(\beta, \varepsilon) = f(\beta, \varepsilon)/f_{max}(\beta, \varepsilon)$ . Большинство антенн РЭС работает в дальней зоне, когда расстояние до объекта  $r > l^2/\lambda$ . Для этой зоны ДН определяется преобразованием Фурье от амплитудно-фазового распределения (АФР) поля на апертуре антенны.
2. *Ширина ДН*  $\Delta\theta_A = 2\theta_{0,5p}$  — угол между направлениями, в которых плотность потока мощности (ППМ) уменьшается в два раза в сравнении с направлением максимума главного лепестка ДН, иногда вводят ширину ДН по нулям  $\Delta\theta = 2\theta_0$ .
3. *Коэффициент усиления антенны*  $G(\beta, \varepsilon)$ , который определяется как отношение мощности  $P_{0\text{ подв}}$ , подводимой к изотропной антенне без потерь, к мощности  $P_{\text{подв}}$ , подводимой к реальной антенне при равной напряженности поля в угловых направлениях  $\beta, \varepsilon$ :

$$G(\beta, \varepsilon) = \frac{P_{0\text{ подв}}}{P_{\text{подв}}} \quad (4.1)$$

Потери в антенне учитываются введением КПД антенны  $\eta_A$ . Тогда  $G(\beta, \varepsilon)$  определяется произведением  $G(\beta, \varepsilon) = D(\beta, \varepsilon) \cdot \eta_A$ , где  $D(\beta, \varepsilon)$  — коэффициент направленного действия антенны.

В большинстве случаев в УКВ диапазоне  $\eta_A \approx 1$  и коэффициент усиления  $G(\beta, \epsilon)$  совпадает с  $D(\beta, \epsilon)$ .

4. **Эффективная площадь антенны**  $A_{\text{эф}}$  — это параметр, связывающий между собой ППМ  $S_{\text{пр}}$ , которая падает на антенну, и мощности  $P_{\text{пр}}$ , которая поступает в согласованную нагрузку  $A_{\text{эф}} = \frac{P_{\text{пр}}}{S_{\text{пр}}}$ . Обычно  $A_{\text{эф}}$  определяют в направлении максимального приема. Для антенн с геометрической площадью  $A_{\text{геом}}$  величина  $A_{\text{эф}} = \nu_A A_{\text{геом}}$ , где  $\nu_A$  — коэффициент использования площади (КИП) антенны. Величина  $\nu_A$  для разных конструкций составляет  $0,2 \dots 0,8$ . Коэффициент усиления  $G$  и эффективная площадь антенны связаны между собой соотношением:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{\text{эф}}. \quad (4.2)$$

5. **Уровень боковых лепестков ДН**, который определяется как отношение максимумов боковых лепестков к максимуму главного лепестка ДН (в процентах или децибелах).
6. **Время и точность установки луча в заданное угловое направление.**

### 4.3 Элементарный вибратор

Физической моделью элементарного электрического излучателя является диполь Герца. Он состоит из двух шаров или пластин, выполняющих роль конденсатора, и коротких линейных проводников ( $l \ll \lambda$ ), соединяющих шары с источником высокочастотных колебаний и выполняющих роль индуктивности.

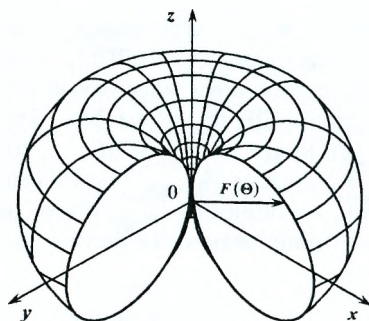


Рисунок 4.1

Пространственная диаграмма такого излучателя представляет собой поверхность тороида (рисунок 4.1).



На практике встречаются различные виды элементарных излучателей:

элементарный электрический вибратор — короткий, в сравнении с  $\lambda$ , провод, в котором амплитуда и фаза в любом сечении поля вблизи вибратора повторяет структуру поля электрического диполя;

элементарный магнитный вибратор — малый по сравнению с  $\lambda$  замкнутый виток провода, амплитуда и фаза в любой точке которого одинаковы. Структура магнитного поля вблизи витка напоминает структуру поля постоянного магнита;

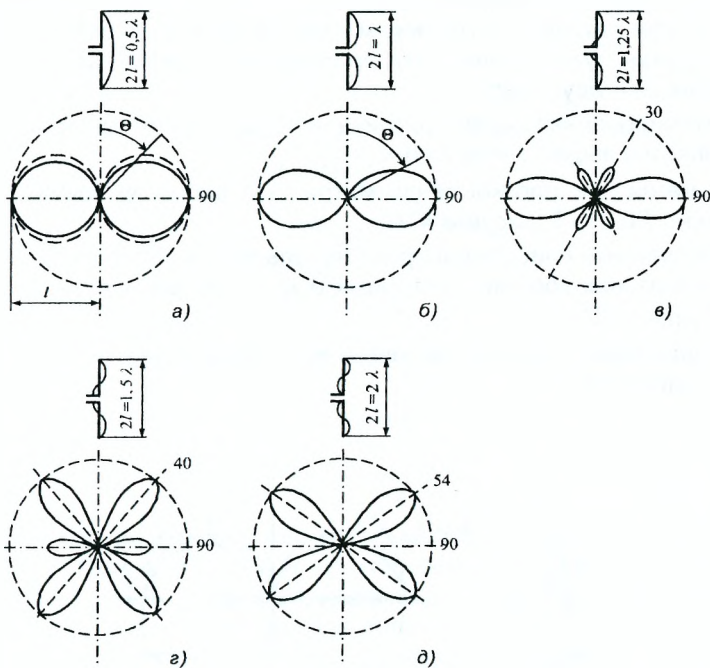


Рисунок 4.2

элементарный щелевой излучатель — щель длиной  $l \ll \lambda$  в идеально проводящей поверхности. Электромагнитное поле, создаваемое щелью, аналогично полю, создаваемому магнитным элементарным вибратором;

элементарный излучатель Гюйгенса — весьма малый участок фронта плоской однородной волны размерами  $l_m \times l_o$  при  $l_m$  и  $l_o \ll \lambda$ . В пределах этого элемента составляющие поля  $E_x$  и  $H_y$  имеют постоянную амплитуду и фазу.

Поле трех последних излучателей можно выразить через составляющие первого. Поэтому ограничиваются рассмотрением только электрического элементарного излучателя.

В радиовещании и телевидении антенна передающего устройства должна излучать равномерно во всех направлениях в горизонтальной плоскости, чтобы обеспечить по возможности одинаковые условия приема. Поэтому в этих радиоэлектронных системах целесообразно использовать вибраторные антенны. В зависимости от способа питания используются симметричные вибраторы, а также системы вибраторов.

Симметричный вибратор представляет собой линейный проводник с источником питания, включенным в середину этого отрезка. Он может быть получен путем разведения проводников отрезка линии длиной  $l$  под углом  $180^\circ$  друг к другу.

Нормированная характеристика направленности такого вибратора определяется выражением  $F(\theta) = \frac{\cos(\alpha l \cos \theta) - \cos \alpha l}{(1 - \cos \alpha l) \sin \theta}$ .

В магнитной плоскости симметричный вибратор излучает ненаправленно  $F(\varphi) = 1$  (рисунок 4.2).

На практике наиболее широко используются полуволновые антенны в диапазонах коротких метровых и дециметровых волн. Для этого случая  $F(\theta) = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta}$ .

Разновидностью полуволнового вибратора является петлевой или шлейф-вибратор.

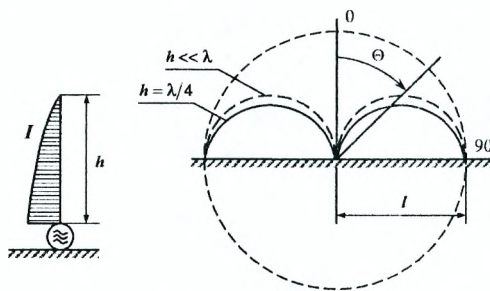


Рисунок 4.3

Если к генератору подключается один конец вертикального провода, а свободная клемма генератора заземляется, то такой вибратор называется несимметричным (заземленным). Диаграмма направленности для этого вибратора представляет собой половину диаграммы для полуволнового симметричного вибратора (рисунок 4.3). Вторая ее половина, расположенная ниже уровня земли, при этом опущена.

## 4.4 Директорные антенны

В различных РЭС к направленности излучения предъявляются различные требования. В частности, в радиолокационных системах и в радиорелейных линиях связи при осуществлении связи через искусственные спутниковые Земли и во многих других случаях требуется излучаемую энергию концентрировать в узком луче. При этом достигается высокая точность измерения угловых координат, достигается большая дальность действия, повышается помехозащищенность РЭС за счет пространственной избирательности и т. д.

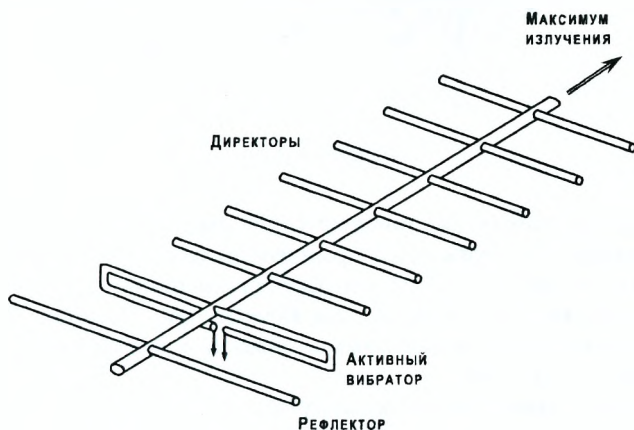


Рисунок 4.4

Директорная антенна относится к многовибраторным. Она состоит из одного активного вибратора, подключаемого к генератору колебаний высокой частоты, и нескольких пассивных (рисунок 4.4). Все вибраторы крепятся непосредственно к металлической стреле в точках, где находится узел напряжения. В роли активного чаще всего используется петлевой вибратор.

Один из пассивных вибраторов называется рефлектором, остальные — директорами. Максимум излучения директорной антенны направлен вдоль стрелы в сторону директоров.

В основу принципа построения директорной антенны положен тот факт, что вибраторы, расположенные на расстоянии  $l = \frac{\lambda}{4}$  и питаемые токами с разностью начальных фаз  $\Delta\psi = \frac{\pi}{2}$ , формируют максимум излучения в одном направлении и ноль — в противоположном. Обычно директорная антенна имеет один рефлектор и несколько директоров.

Коэффициент усиления директорной антенны оценивается по формуле  $G \approx 5n + 1$ , где  $n$  — число директоров.

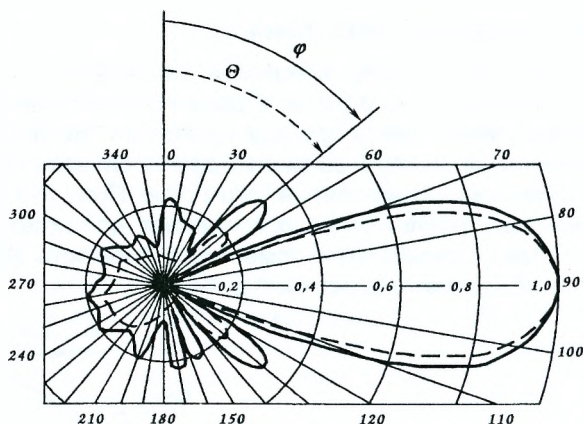


Рисунок 4.5

В качестве примера на рисунке 4.5 приведена ДН директорной антенны, имеющей 8 директоров одинаковой длины ( $2l_{\text{дир}} = 0,415\lambda$ ) и работающей на волне  $\lambda = 31$  см. Сплошная линия соответствует характеристике в магнитной плоскости, пунктирная — в электрической. В электрической плоскости диаграмма несколько уже за счет направленных свойств вибраторов.

Боковые и задние лепестки могут достигать  $0,2 \sim 0,3$  главного.

Для получения более узкой ДН используют несколько директорных антенн или волноводных каналов располагаемых в ряд и по этажам.

Расстояние между активным вибратором и рефлектором равно  $\lambda/4$ , а между директорами — меньше  $\lambda/4$ .

## 4.5 Рупорные антенны

В диапазоне СВЧ роль фидерных устройств выполняют радиоволноводы. Открытый конец волновода излучает электромагнитную энергию. Его раскрыв можно рассматривать как поверхность с непрерывным распределением синфазных излучателей. Более эффективным излучение становится, если к открытому концу волновода прикрепить рупор, обеспечивающий плавный переход от волнового сопротивления волновода к волновому сопротивлению среды (рисунок 4.6).

Рупорные антенны имеют ДН с шириной лепестка, измеряемой десятками градусов. Ширина главного лепестка по нулям излучения в радианах  $2\Delta\theta_0 \approx \frac{2\lambda}{d}$ , где  $d$  — раскрыв рупора, или в градусах

$$\Delta\theta_0 \approx 115 \cdot \frac{\lambda}{d}$$

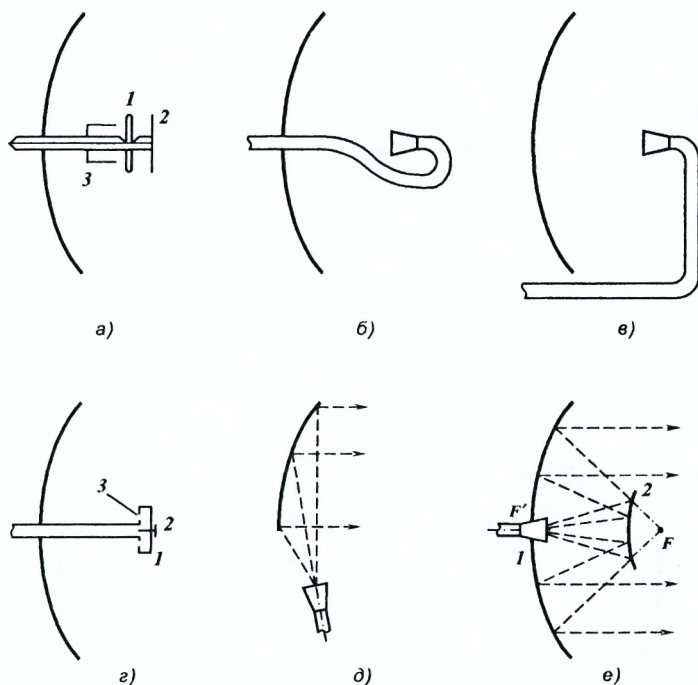


Рисунок 4.6

Применяются рупоры в диапазонах дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн как самостоятельные антенны с широкой ДН, но чаще в качестве облучателей в зеркальных и линзовых антеннах.

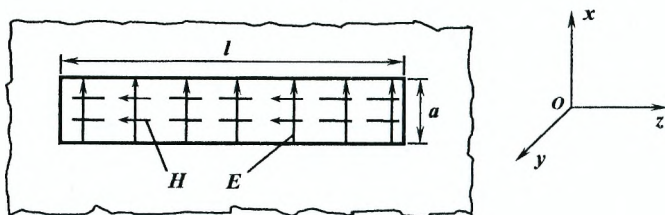
Устройство с большим числом рупоров используется для качания луча за счет поочередного запитывания рупоров.

#### 4.6 Волноводные щелевые антенны

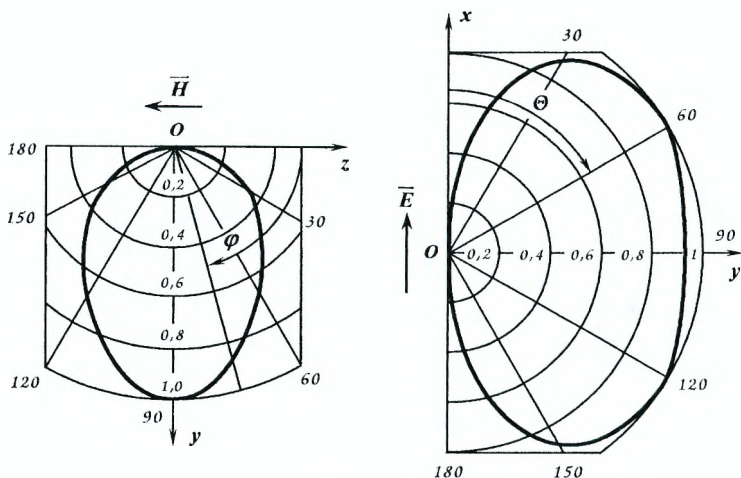
Кроме открытого конца волновода, электромагнитную энергию излучают также прорезанные в стенках волновода щели, если они пересекают линии поверхностного тока. Длина щели обычно выбирается около  $\lambda/2$  (рисунок 4.7).

ДН щелевой антенны в магнитной плоскости близка по форме к ДН полуволнового вибратора в электрической плоскости.

ДН щели в электрической плоскости значительно шире. Для щелевой антенны характерно отсутствие боковых лепестков в ДН.



а)



б)

в)

Рисунок 4.7

Ширина ДН по половинной мощности в магнитной плоскости ориентировочно оценивается по формуле  $\Delta\beta_{0,5p} \approx 60 \frac{\lambda}{l}$  [град].

С целью увеличения направленности применяют многощелевые антенны. Сами щели запитываются в фазе, и антенна называется синфазной.

Ее коэффициент усиления пропорционален числу щелей  $n$

$$G = 3,2n.$$

ДН синфазной щелевой антенны в магнитной плоскости может быть рассчитана по формуле:

$$F(\varphi) = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \varphi) \sin(N \frac{\alpha d}{2} \sin \varphi)}{\sin \varphi N \sin(\frac{\alpha d}{2} \cos \varphi)}.$$

## 4.7 Зеркальные антенны

Зеркальные антенны (ЗА) широко применяются в сантиметровом, дециметровом и частично метровом диапазоне волн. Они отличаются простотой конструкции и достаточно высокими характеристиками. Коэффициент усиления таких антенн лежит в пределах (1000...50000).

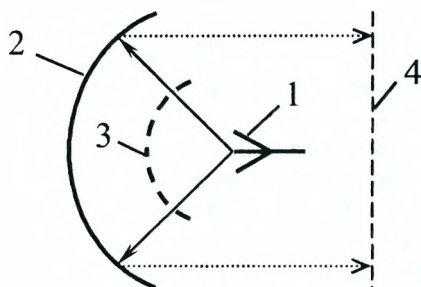


Рисунок 4.8

плоские или уголкового. Во всех случаях зеркало 2 (рисунок 4.8) преобразует сферический или цилиндрический фронт волны 3 облучателя 1 в плоский фронт 4 на апертуре зеркала.

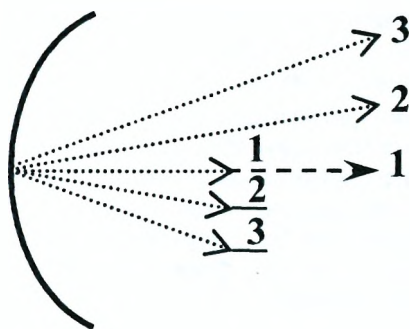


Рисунок 4.9

ЗА (рисунок 4.8) состоит из облучателя 1 и зеркала (отражателя) 2. Облучатель представляет собой слабонаправленную (например, рупорную) антенну, которая является источником сферических или цилиндрических волн. Облучатель располагается в фокусе зеркала и облучает его поверхность. Зеркало (отражатель) формирует ДН антенны. В зависимости от формы зеркала различают сферические, параболические,

Характеристики антенны зависят от размера апертуры зеркала  $L$  и ДН облучателя. Наибольший КИП антенны получается в случае применения зеркала, интенсивность излучения которого с краев приблизительно на 9...10 дБ ниже интенсивности излучения центральной частью антенны. При этом ширина ДН может быть определена по формуле  $\Delta\theta_A^\circ \approx (65...70)\frac{\lambda}{L}$ . Уровень первого бокового лепестка на 22...25 дБ ниже максимума основного лепестка ДН.

Сканирование ДН может осуществляться *механическим или электромеханическим* способом. Первый реализуется перемещением всей ЗА, в то время как второй — перемещением фазового центра облучателя в фокальной плоскости относительно неподвижного зеркала (рисунок 4.9).

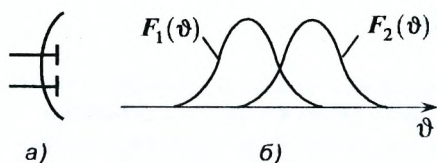


Рисунок 4.10

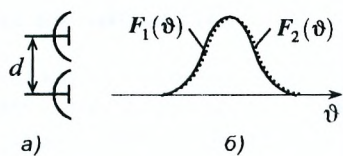


Рисунок 4.11

Среди ЗА имеются такие антенны, в которых принятые сигналы сначала проходят предварительную антенную обработку. К таким ЗА относятся антенны моноимпульсных РЛС, в которых осуществляется амплитудный или фазовый метод обработки сигналов. При амплитудном методе пеленгации применяется антенна с двумя смещенными относительно фокуса облучателями, которые имеют общий фазовый центр (рисунок 4.10,а). Такая антенна имеет две разнесенные по углу ДН  $F_1(\theta)$  и  $F_2(\theta)$  (рисунок 4.10,б). В РЭС с такой антенной принятые сигналы в каналах отличаются только амплитудами.

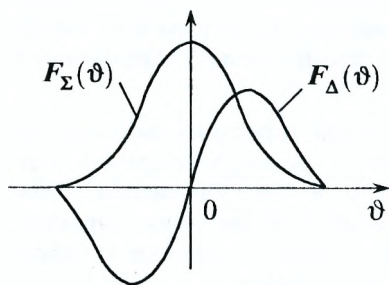


Рисунок 4.12

При фазовом методе пеленгации используются две ЗА с разнесенными фазовыми центрами (рисунок 4.11,а) и с совмещенными в пространстве ДН (рисунок 4.11,б). Сигналы в приемных каналах одинаковы по амплитуде, но отличаются по фазе. Эти отличия используются для измерения направления на источник сигнала.

На практике для повышения точности пеленгации обычно используют более сложные суммарно-разностные схемы построения антенн. В таких антеннах формируются суммарные и разностные ДН. Например, при амплитудном методе из парциальных ДН  $F_1(\theta)$  и  $F_2(\theta)$  формируются две ДН (рисунок 4.12) - суммарная  $F_\Sigma(\theta)$  и разностная  $F_\Delta(\theta)$ .

## 4.8 Антенные решетки

Электрическое управление положением ДН реализуется в фазированных антенных решетках (ФАР). ФАР представляет собой набор слабонаправленных излучателей, расположенных в линию (*линейная АР*) либо на плоскости (*плоская АР*) или на сферической (цилиндрической, конической) поверхности. В качестве излучателей могут использоваться вибраторы, щели, рупоры, спирали и т. д.



Положение ДН в пространстве определяется соответствующим амплитудно-фазовым распределением поля на апертуре ФАР, которое задается с помощью ЭВМ. Это обеспечивает высокую скорость обзора пространства, возможность формирования нескольких независимо управляемых лучей. Приведенные возможности ФАР обусловили их широкое применение в многоканальных и многофункциональных РЭС.

Электрическое управление ДН ФАР может быть реализовано изменением фазы радиосигналов, которые подводятся к излучателям, либо изменением частоты излучаемого радиосигнала. Соответственно различают фазовые и частотные способы сканирования лучом.

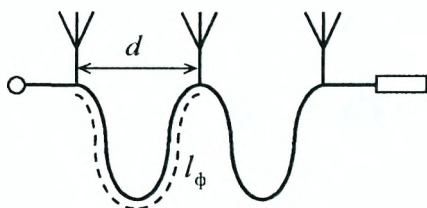


Рисунок 4.13

Частотный способ сканирования базируется на зависимости набега фазы  $\varphi$  между излучателями от частоты (длины волны в фидере  $\lambda_{\text{ф}}$ ) (рисунок 4.13)  $\varphi = 2\pi \frac{l_{\text{ф}}}{\lambda_{\text{ф}}}$ , где  $l_{\text{ф}}$  — длина фидера между излучателями.

Для реализации частотного сканирования ДН необходимо изменять частоту колебаний возбуждения излучателей, например, по

линейному закону. Современные генераторы СВЧ, которые реализуют линейное изменение частоты в пределах 10...15 % от несущей  $f_0$ , позволяют обеспечить сканирование в угловых секторах от 30 до 90°.

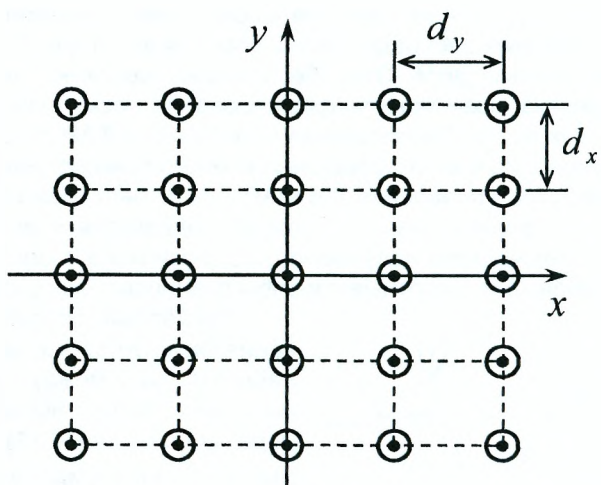
Антенны с частотным сканированием имеют значительные потери энергии, ограниченные возможности перестройки частоты, ограничения по ширине спектра используемых сигналов. Эти антенны не нашли широкого применения, поэтому основное внимание уделим АР с фазовым сканированием ДН.

Фазовое сканирование ДН базируется на введении управляемого фазового сдвига между сигналами излучателей. На рисунке 4.14,а приведена структура плоской (двухмерной) ФАР, излучающие элементы которой размещены в узлах прямоугольной сетки с шагами  $d_x$  и  $d_y$  в соответствующих плоскостях. Для отклонения ДН от нормали ФАР в плоскостях  $x$  и  $y$  на углах  $\theta_x$  и  $\theta_y$ , необходимо создать сдвиг фазы между колебаниями в соседних элементах  $\varphi_x = 2\pi \frac{d_x}{\lambda} \sin \theta_x$  и  $\varphi_y = 2\pi \frac{d_y}{\lambda} \sin \theta_y$ .

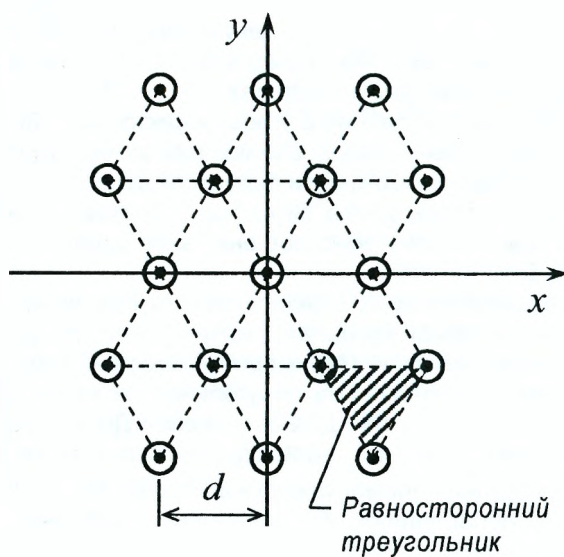
При этом в направлениях, обусловленных выражением

$$\sin \theta = \pm m \frac{\lambda}{d},$$

где  $m$  — целое число, возникают дифракционные лепестки, которые имеют одинаковую с главным лепестком амплитуду.



a)



б)

Рисунок 4.14

Наличие единого главного максимума ДН в пределах сектора сканирования обеспечивается выполнением условий  $\frac{d_x}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + |\sin \theta_{x \max}|}$  и  $\frac{d_y}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + |\sin \theta_{y \max}|}$ , где  $\theta_{x \max}, \theta_{y \max}$  — максимальные углы отклонения ДН от нормали. Так, при  $\theta_{x,y \max} = \pm 90^\circ$  условие однозначности выполняется при  $d_{x,y} \leq \frac{\lambda}{2}$ .

В плоских ФАР широко применяется размещение излучателей в узлах как прямоугольной (рисунок 4.14,а), так и треугольной (рисунок 4.14,б) сетки. Для треугольной сетки единый максимум главного лепестка ДН в заданном рабочем секторе обеспечивается при большем (примерно на 15%) расстоянии между излучателями  $d = \frac{2}{\sqrt{3}}d_x$ , чем расстояние  $d_x$  для прямоугольной сетки. Это позволяет сократить общее число излучателей ФАР при заданной площади ее апертуры. Увеличение расстояния между излучателями также облегчит размещение фазизирующих устройств около излучателей, уменьшает взаимное влияние последних. Однако размещение излучателей в узлах треугольной сетки усложняет алгоритм создания в каждом фазовращателе, включенном в канал излучателя, необходимого фазового сдвига.

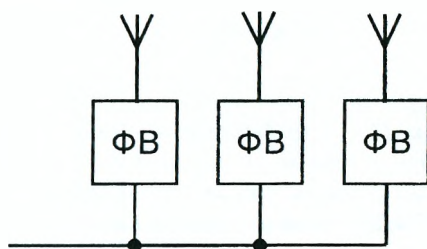


Рисунок 4.15

Система питания ФАР может быть закрытой (фидерной) или пространственной (оптической). Фидерная система допускает подведение излучаемых радиосигналов по фидерам непосредственно к излучателям через фазовращатели ФВ (рисунок 4.15). Такие системы довольно сложны и громоздки, особенно при формировании нескольких ДН. Поэтому преимущество отдают пространственному питанию ФАР.

Антенные решетки, формирующие один луч, можно преобразовать в многолучевые с помощью специальных многополосников — диаграммообразующих систем (ДОС). Например, в ФАР с фидерным питанием для формирования двух парциальных ДН можно использовать схему, представленную на рисунке 4.16. Ко входу каждого излучателя подключают два фазовращателя: один комплект фазовращателей с сумматором  $\Sigma$  обеспечивает формирование луча 1, а другой — луча 2.

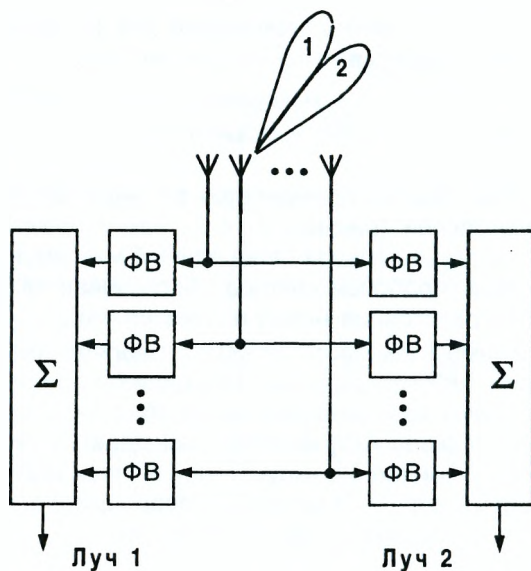


Рисунок 4.16

В последние годы получили интенсивное развитие АР с цифровым формированием ДН — *цифровые антенные решетки* (ЦАР). У ЦАР аналоговый сигнал, принятый каждым излучателем, преобразуется в цифровой код и подается на систему формирования ДН (СФДН). Основной задачей СФДН является дискретное преобразование Фурье оцифрованных сигналов и формирование ДН решетки. Кроме того, в СФДН часто решается задача изменения формы ДН как в области главного лепестка, так и боковых лепестков. Это необходимо в случае адаптации РЭС к изменяющейся помеховой обстановке.

## 5 Радиопередающие устройства

### 5.1 Назначение и основные технические характеристики радиопередающих устройств

Радиопередающие устройства (РПДУ) являются составной частью РЭС. Они используются в каналах получения и передачи информации, каналах передачи команд и создания помех. Во всех случаях использования РПДУ предназначается для формирования (генерирования) высокочастотных сигналов с заданными параметрами и законами модуляции.

Основными электрическими характеристиками РПДУ являются:

- несущая (рабочая) частота  $f_0$  и ширина спектра  $\Pi_c$  сигнала;
- диапазон рабочих частот ( $f_{min} \dots f_{max}$ );
- вид сигнала (простой или сложный, импульсный или непрерывный) и параметры его модуляции (длительность  $\tau_u$ , период повторения  $T$  и др.);
- нестабильность частоты колебания (абсолютная  $\Delta f_0$  или относительная  $\delta f_0 = \frac{\Delta f_0}{f_0}$ );
- выходная мощность импульсная  $P_u$  или средняя  $P_{cp} = \frac{P_u \tau_u}{T}$ ;
- коэффициент полезного действия (КПД)  $\eta_n = \frac{P_{cp}}{P_0}$  ( $P_0$  — суммарная мощность, подводимая от источника питания);
- уровень нежелательных (внеполосных и побочных) излучений.

Приведенные характеристики РПДУ определяются общими ТТХ РЭС. Так, разрешающая способность по времени запаздывания (дальности) зависит от ширины спектра сигнала, из уравнения радиолокации (радионавигации, радиосвязи и др.) следует, что дальность действия РЭС определяется выходной мощностью (энергией) РПДУ.

Электрические характеристики РПДУ влияют на решение информационных задач РЭС. Однако необходимо учитывать и то, что РПДУ является мощным источником излучений, которые могут влиять на работу других РЭС и на здоровье обслуживающего персонала. В связи с этим к основным электрическим параметрам РПДУ относят также уровень внеполосных и побочных излучений и допустимые уровни СВЧ излучений в местах работы обслуживающего персонала.

В радиоэлектронных системах применяются одно- и многокаскадные РПДУ. В однокаскадных РПДУ генерация ВЧ колебаний выполняется одним элементом — автогенератором с самовозбуждением. В многокаскадных РПДУ используется маломощный стабильный генератор, колебания которого усиливаются до необходимого уровня несколькими усилительными устройствами.

Однокаскадные РПДУ схемно и конструктивно значительно проще многокаскадных. Однако последние более стабильны и позволяют получать большую среднюю мощность. Кроме этих факторов, реализация того или иного типа РПДУ определяется также возможностями промышленности по изготовлению ВЧ генераторов и усилителей мощности, а также их эксплуатационными характеристиками.

## 5.2 Автогенераторы

Генераторы гармонических колебаний в зависимости от режима работы разделяют на автогенераторы и генераторы с внешним возбуждением.

*Автогенератор* — устройство, преобразующее энергию постоянного тока в энергию электрических колебаний требуемой частоты и формы. Спектр генерируемого колебания содержит практически одну гармонику.

*Генератор с внешним возбуждением* (в импульсной технике — ждущий генератор) переходит в режим генерации, формирования или усиления электрических колебаний только при поступлении на его вход сигналов возбуждения (запуска).

Независимо от назначения, принципа действия и схемотехнического выполнения автогенератор состоит из нелинейного усилителя, цепи положительной обратной связи и источника питания постоянного тока. Генератор гармонических колебаний должен обязательно содержать узкополосную колебательную систему.

В автогенераторе для процесса возбуждения и генерации колебаний часть их мощности с выхода подается на его вход по цепи положительной обратной связи. Такое устройство называется генератором с самовозбуждением (рисунок 5.1).

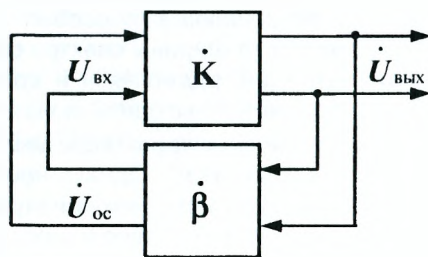


Рисунок 5.1

На практике в автогенераторах гармонических колебаний в качестве узкополосных систем используют резонансные LC-контуры и частотно-зависимые RC-цепи. Соответственно и автогенераторы разделяют на LC- и RC-генераторы. LC-генераторы могут вырабатывать колебания достаточно высокой частоты (более 100 кГц), а RC-генераторы используются для создания гармонических колебаний низкочастотного диапазона, вплоть до долей Гц.

В большинстве схем LC-генераторов напряжение обратной связи снимается с части колебательного контура. Поскольку контур при этом имеет три точки соединений (выводов), то схемы LC-генераторов получили название трехточечных. На рисунке 5.2 показаны три вида трехточечных автогенераторов, собранных на операционных усилителях.

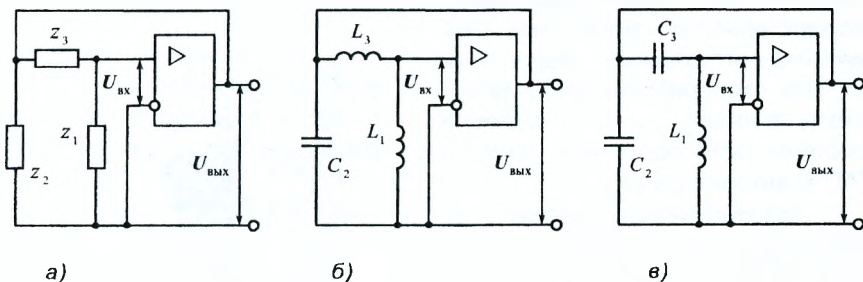


Рисунок 5.2

Для поддержания высокой стабильности частоты генерируемых колебаний в автогенераторах используется параметрическая и кварцевая стабилизация частоты. Параметрическая стабилизация частоты позволяет снизить нестабильность до  $10^{-5}$  (уход частоты на  $\Delta f_0 = 10$  Гц при генерируемых колебаниях  $f_0 = 1$  МГц), в то время как кварцевая стабилизация обеспечивает стабильность  $10^{-7}$ , т. е. отклонение частоты  $f_0 = 1$  МГц на 0,1 Гц.

### 5.3 Однокаскадные радиопередающие устройства

Однокаскадные РГДУ обычно используют для формирования простых (не модулированных по частоте или фазе) ВЧ колебаний, например, с импульсной мощностью  $P_u \approx 10$  МВт и относительной нестабильностью частоты  $\delta f_0 = 10^{-4} \dots 10^{-5}$ .

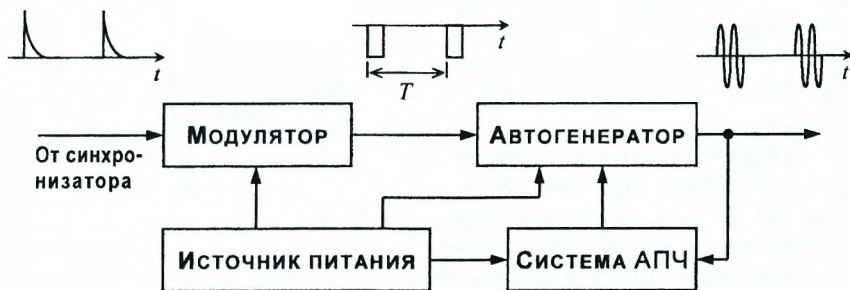


Рисунок 5.3

Типовая структурная схема такого РПДУ приведена на рисунке 5.3. Основным элементом схемы является автогенератор, который формирует мощные ВЧ радиоимпульсы на частоте  $f_0$ . Амплитудная модуляция колебаний производится непосредственно в автогенераторе. Параметры модулирующих видеоимпульсов определяют форму, длительность и период следования радиоимпульсов. Управление модулятором осуществляется импульсами синхронизации (запуска) передатчика. Для стабилизации рабочей частоты сигнала  $f_0$  предусмотрена система автоподстройки частоты (АПЧ) автогенератора.

Автогенераторы однокаскадных РПДУ строят на базе мощных триодов или магнетронов. Магнетрон — это прибор М-типа (со скрещенными электрическими и магнитными полями), у которого замкнутый электронный поток взаимодействует с СВЧ полем замкнутой колебательной системы. Конструкция типового магнетрона показана на рисунке 5.4,а. Он состоит из катода 1 и анодного блока 2, колебательной системы в виде резонаторов 3 и устройства вывода СВЧ — энергии 4. В приборе создается неоднородный по плотности электронный поток (со сгустками 5 и разряжениями 6), который вращается вокруг катода. Сгустки электронов, попадая в тормозящее поле колебательной системы (резонаторов), отдают ей свою энергию, которая затем выводится из прибора.

Современные типы магнетронов перекрывают диапазон частот от 0,3 до 9,7 ГГц. При этом уровни мощности в импульсном режиме составляют 10 МВт в дециметровом диапазоне, единицы МВт в сантиметровом и 100 кВт в милли-

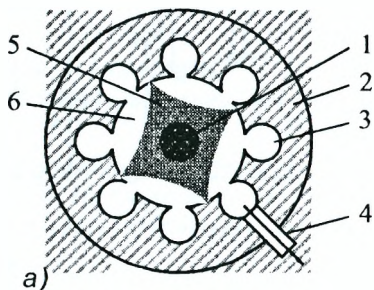


Рисунок 5.4



метровом диапазоне волн. КПД магнетронов достигают 85% — а дециметровом, 65% — в сантиметровом и 30% — в миллиметровом диапазонах. Перестройка магнетронов может осуществляться механическим и электронным (в небольших пределах) способами.

Стабильность частоты магнетрона на один-два порядка ниже (хуже) стабильности частоты стабилитрона. *Стабилитрон* — это автогенератор, построенный на базе *амплитрона*. Конструкции амплитрона и магнетрона подобны. Главными элементами амплитрона, как и магнетрона, являются цилиндрический катод и анодный блок со связками. Основная конструкторская особенность состоит в том, что в амплитроне есть два внешних устройства связи (входное и выходное), а в магнетроне только одно. В амплитроне резонансная система в анодном блоке разомкнута и переделана в замедляющую систему, между входом и выходом которой распространяются прямые и обратные волны. Электронные сгустки (волны пространственного заряда) двигаются навстречу полю обратной волны, они находятся в тормозящем поле и отдают ему свою энергию.

Структурная схема стабилитрона приведена на рисунке 5.4,б. Она содержит в себе амплитрон, вход которого соединен через фазовращатель с добротным перестраиваемым резонатором, а выход — с несогласованной нагрузкой.

При включении питания в амплитроне возникают флуктуационные колебания, часть энергии которых, отразившись от несогласованной нагрузки и пройдя через «замедляющую» систему и фазовращатель, достигает резонатора. В результате на частоте настройки резонатора возбуждаются колебания, воздействующие на вход амплитрона. Таким образом, возникает цепь обратной связи на частоте настройки резонатора. Регулировкой фазовращателя добиваются, чтобы обратная связь была положительной. Тогда на выходе стабилитрона возникают мощные колебания.

Поскольку резонатор стабилитрона вынесен за пределы конструкции амплитрона, который нагревается, стабильность частоты генерируемых колебаний на один-два порядка выше стабильности частоты магнетрона. При заданной стабильности частоты стабилитрон обеспечивает более высокую мощность и КПД, чем магнетрон. Стабилитрон может перестраиваться в пределах 5...10% от основной частоты. Перестройка осуществляется изменением резонансной частоты и сдвига фазы в фазовращателе (рисунок 5.4,б). Однокаскадные РПДУ имеют ряд недостатков: невозможность формировать когерентную последовательность радиоимпульсов, ограниченные возможности формирования сложных сигналов и трудности перестройки частоты при механическом способе перестройки.

## 5.4 Многокаскадные радиопередающие устройства

Рассмотрим особенности построения *многокаскадных РПДУ*. Построение многокаскадных РПДУ стало возможным благодаря созданию мощных усилительных приборов: пролетных клистронов, ЛБВ, амплитронов и др. Они используются для формирования непрерывных и импульсных ВЧ сигналов и отличаются большим многообразием. Структурная схема возможного варианта построения многокаскадного РПДУ для РЭС с импульсным сигналом приведена на рисунке 5.5. Здесь, в отличие от однокаскадного РПДУ (рисунок 5.3), удастся распределить между каскадами функции обеспечения высокой стабильности несущей частоты, параметров внутриимпульсной модуляции и сравнительно большую мощность выходных колебаний.

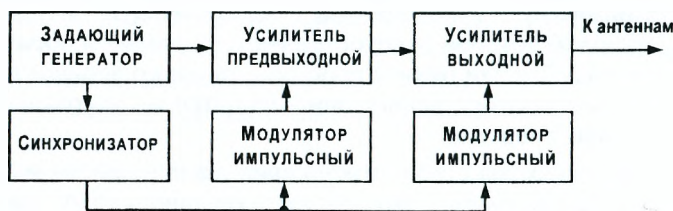


Рисунок 5.5

На рисунке 5.5 возбудитель (или задающий генератор) формирует ВЧ колебания заданной структуры с высокой стабильностью параметров на сравнительно низком уровне мощности. Колебания возбудителя могут стабилизироваться кварцевым генератором, который работает на пониженной частоте. При этом для перенесения частоты колебания кварцевого генератора на несущую частоту используются умножители частоты, например, на варикапах. Перемножители такого типа экономичны, имеют небольшие габариты и вес. При необходимости в возбудителе осуществляется частотная или фазовая модуляция (или манипуляция) сигнала. Формирователь частотно-модулированного (или ФМ) сигнала часто выполняют на пониженной (промежуточной) частоте. Для переноса его колебаний на несущую в состав возбудителя включается преобразователь частоты, построенный на полупроводниковом диоде, пролетном клистроне или ЛБВ.

В зависимости от уровня выходной мощности импульсная модуляция сигнала осуществляется либо в выходном усилителе, либо в предвыходном и выходном усилительных каскадах. Обычно тракт усиления содержит также развязывающие элементы (ферритовые вентили, мостовые схемы и пр., которые на рисунке 5.5 не показаны).

Усилительные каскады должны обеспечить заданный уровень выходной мощности при допустимом искажении усиливаемого сигнала и возможно большем значении КПД. Чтобы удовлетворить этим требованиям, стремятся уменьшить число каскадов усиления и использовать в них приборы с большим коэффициентом усиления. Однако приборы с большим коэффициентом усиления имеют сравнительно малый КПД. Наоборот, приборы с высоким КПД (например, амплитрон) имеют небольшой коэффициент усиления. Рациональным размещением разных приборов в тракте усиления можно получить большой коэффициент усиления при высоком КПД.

Так, в предвыходных усилителях используются приборы с высоким коэффициентом усиления  $K$  и сравнительно низким КПД (клистрон, ЛБВ, ЛОВ), а в выходных — с высоким КПД (амплитроны, ЛБВ М-типа).

Предвыходные усилители часто строят на базе пролетных клистронов. *Клистрон* — это прибор с динамическим управлением электронным потоком (рисунок 5.6). Он состоит из катода  $K$ , ускорительного электрода УЭ, модулятора  $P_1$ , трубки дрейфа ТД, выходного резонатора-улавливателя  $P_2$  и коллектора Кл.

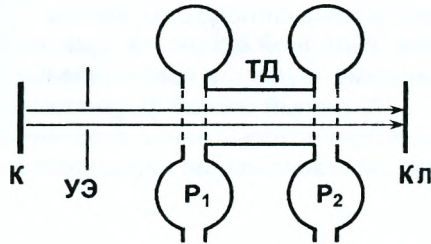


Рисунок 5.6

Под влиянием входного СВЧ колебания в пространстве дрейфа осуществляется модуляция электронного потока по плотности. Сгустки электронов, попадая в тормозящее наведенное СВЧ поле улавливателя ( $P_2$ ), отдают ему свою энергию, увеличивая выходное напряжение. Коэффициент усиления этих приборов составляет  $K = (30 \dots 40)$  дБ и КПД  $\eta = (30 \dots 40)\%$ . Выходные усилители строят обычно на базе амплитронов, которые имеют  $K = (3 \dots 10)$  дБ и  $\eta = (80 \dots 85)\%$ . При таком построении усилительного тракта передатчика (т. е. предыдущие каскады усиления имеют  $K$  более высокий, чем выходные) общий КПД в основном определяется КПД выходного и предвыходного каскадов и приблизительно определяется выражением:

$$\eta \approx \frac{K_N \cdot d_N \cdot \eta_{N-1} \cdot \eta_N}{\eta_N + K_N \cdot \eta_{N-1} \cdot d_N},$$

где индексы  $N, N - 1$  — соответствуют выходному и предвыходному каскадам;  $d_N \ll 1$  — коэффициент затухания в межкаскадных развязывающих цепях.

Коэффициент усиления передающего тракта по мощности может достигать 90 дБ, и при недостаточной развязке между входом и выходом тракта возможно его самовозбуждение. Чтобы избежать этого, нужно обеспечить радиогерметичность волноводных фланцевых соединений, тщательно экранировать катоды усилительных приборов.

Далее остановимся на способах и устройствах формирования сложных сигналов. В многокаскадных РПДУ формирование ВЧ сигналов реализуется двумя способами: *пассивным* и *активным*.

Пассивный способ основывается на использовании фильтра, импульсная характеристика которого определяется заданным сигналом. Задача построения возбудителя, в этом случае, сводится к определению структуры фильтра с заданной импульсной характеристикой. Такой способ формирования сигналов обычно реализуется на сравнительно низкой (промежуточной) частоте.

Преимущество пассивного способа состоит в простоте реализации, высокой стабильности параметров сигнала, точном согласовании параметров сигнала с оптимальным фильтром. Недостатки: малый уровень выходной мощности, сравнительно низкая несущая частота, технические трудности при получении больших девиаций частоты.

Активный способ формирования ВЧ сигналов в возбудителе базируется на использовании автогенераторов, элементов его управления и систем стабилизации параметров сигналов.

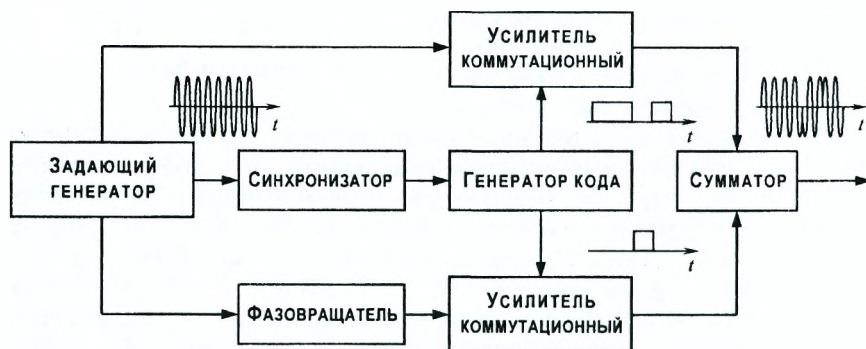


Рисунок 5.7

Пример реализации активного способа формирования ВЧ сигналов приведен на рисунке 5.7. Задающий генератор формирует радиоимпульс необходимой длительности. Фазовращатель обеспечивает противофазность его входных и выходных колебаний. Генератор кода, управляя стробирующими усилителями, осуществляет фазовую манипуляцию сигнала по заданному закону.

Такая структура формирователя позволяет получить высокостабильные последовательности ФМ сигналов и оперативно изменять закон ФМ манипуляции. При этом формирование ФМ сигнала обычно осуществляется на пониженной частоте, что приводит к необходимости использования в составе возбuditеля преобразователя частоты.

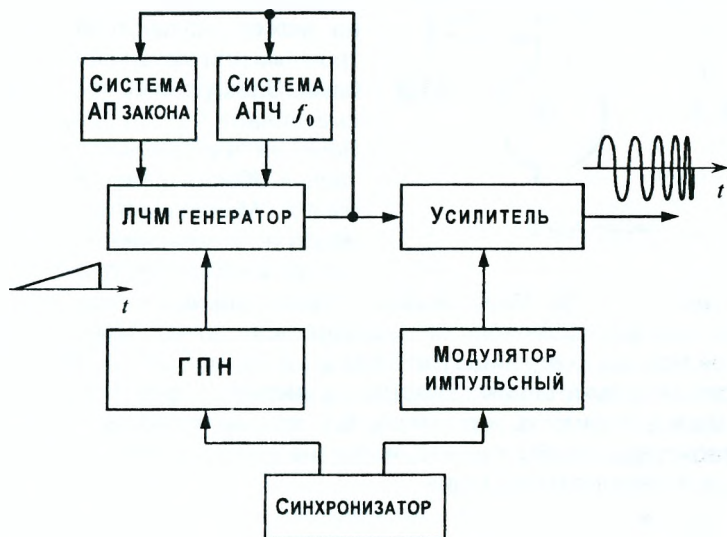


Рисунок 5.8

На рисунке 5.8 приведена структурная схема реализации активного способа формирования ЛЧМ сигнала. Основным элементом возбuditеля является ЛЧМ генератор. Управление этим генератором осуществляет генератор пилообразного напряжения (ГПН), который определяет закон изменения частоты в сигнале. Дополнительные системы обеспечивают стабилизацию несущей частоты  $f_0$  и закона частотной модуляции. В качестве ЛЧМ генератора могут быть использованы триодные генераторы СВЧ, транзисторные генераторы, генераторы на ЛПД и диодах Гана и др. Преимущество приведенной структуры состоит в возможности частотной модуляции на большом уровне мощности и непосредственно на несущей частоте.

В качестве управляемого генератора обычно используется отражательный клистрон (рисунок 5.9), включающий катод  $K$ , ускоряющий электрод УЭ, электрод-отражатель ЭО и объемный резонатор ОР. В пространстве группирования электронный поток подвергается модуляции по плотности. Отражатель возвращает сгруппированные сгустки электронов в тормозящее ВЧ поле резонатора. При этом электроны отдают

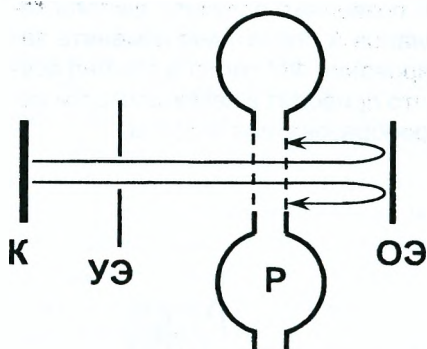


Рисунок 5.9

полю часть своей энергии, что приводит к росту амплитуды колебаний в резонаторе вплоть до перехода генератора в стационарный режим. Частотная перестройка отражательного клистрона может осуществляться электронным или механическим способами. Электронный способ предусматривает перестройку путем изменения напряжения на отражателе и обеспечивает перестройку на 1%. Механический способ основан на изменении объема резонатора и позволяет перестраивать

частоту на 10...15%. Современные отражательные клистроны перекрывают диапазон длин волн от дециметрового до миллиметрового при выходной мощности единицы Ватт и КПД не больше 3%. Основным преимуществом отражательных клистронов является простота их изготовления, малые стоимость и размеры, высокая надежность. Они отличаются стабильностью ВЧ характеристик, на которые слабо влияют температура, вибрация и радиация.



Рисунок 5.10

Разновидностью активного способа формирования ВЧ сигналов является *цифровой способ* (рисунок 5.10). Устройство управления по соответствующей команде задает параметры сигнала (длительность, ширину спектра, закон частотной или фазовой модуляции). Вычислитель кода формирует числовые коды, в которые заложена информация о мгновенных значениях напряжения сигнала в фиксированный момент времени. Преобразователь кодов вместе с цифро-аналоговыми преобразователями (ЦАП) формирует ступенчатое напряжение, которое аппроксимирует сигнал. Полосовой фильтр преобразует ступенчатое на-

пряжение сигнала в аналоговое. Преимущества цифрового способа состоят в возможности формирования простых и сложных сигналов, оперативном изменении их параметров в широких пределах, отсутствии ограничений на длительность сигнала, высокой стабильности параметров сигналов. Недостатки сводятся к ограничениям по максимальной величине девиации частоты и несущей частоты, трудностям по формированию коротких сигналов.

## 5.5 Оптические квантовые генераторы

Внедрение волоконно-оптических линий связи вызвало необходимость в разработке систем лазерной локации, лазерной медицины, лазерного оружия, лазерной обработки материалов, лазерной голографии. В качестве генератора во всех этих системах используется оптический квантовый генератор (ОКГ) — лазер.

Главным элементом лазера является активная среда, которая играет роль усилителя в схеме автогенератора. Когда на вход усилителя подается часть выходного напряжения в фазе с входным, на его выходе возникают генерируемые колебания большой амплитуды. Аналогичные процессы происходят и в лазере. При наличии инверсии населенностей под действием стимулирующего (внешнего) излучения в результате переходов в атомах возбужденных электронов на уровни невозбужденных происходит индуцированное излучение, которое точно совпадает по частоте, фазе, поляризации и направлению с вызывающими их колебаниями. Иными словами, индуцированное излучение когерентно стимулирующему излучению.

На практике в последнее время используются твердотельные, полупроводниковые, газовые и др. типы лазеров. В качестве активной среды для газовых лазеров применяют благородные газы — неон, аргон, криптон, ксенон, а также гелиево-неоновую смесь. Газ находится в резонаторе, где атомы газа переводятся в возбужденное состояние с помощью электрического разряда. Мощность излучения таких лазеров достигает нескольких киловатт в непрерывном режиме и до 100 кВт — в импульсном.

В ОКГ на твердом теле активная среда представляет собой стержень из кристалла (рубина, сапфира) или стекла, в который введена добавка из собственно активного лазерного вещества. Оба зеркала, образующие резонатор Фабри-Перо, наносятся на торцы кристаллического стержня. Для возбуждения атомов в твердотельных ОКГ требуется энергия накачки — возбуждение некогерентным светом от специального источника, например, ксеноновых ламп. Импульсная мощность таких ОКГ достигает 100 кВт при длительности импульса 1 мс.

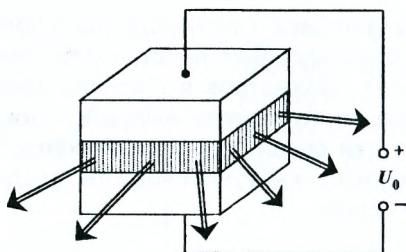


Рисунок 5.11

Полупроводниковые ОКГ представляют собой полупроводниковый диод, состоящий из кристалла с электронной проводимостью, в котором с помощью диффузии создана область с дырочной проводимостью (рисунок 5.11). Подвод энергии и возбуждение лазерного вещества в полупроводниковом ОКГ осуществляется путем инжекции электронов и дырок.

Мощность излучения полупроводниковых ОКГ достигает 10 Вт. Большую мощность излучения следует ожидать от жидкостных ОКГ, которые в настоящее время находятся в стадии лабораторных исследований.

Большинство каскадов современных радиопередатчиков выполняется на цифровых и аналоговых микросхемах. Электронные и дискретные полупроводниковые приборы (в основном полевые транзисторы) используются лишь в выходных каскадах усилителей передатчиков большой и сверхбольшой мощности.

Требуемые уровни выходной мощности достигаются сложением мощностей нескольких идентичных узлов выходных каскадов.

Наиболее перспективным направлением в увеличении излучаемой мощности является суммирование мощностей в пространстве с помощью антенной системы. В такой системе каждый усилитель мощности питает свою автономную малогабаритную антенну — излучатель. При слабой связи между излучателями мощность, излучаемая всей антенной системой, складывается в пространстве и практически равна сумме мощностей всех излучателей. Такая сложная излучающая электромагнитную энергию система относится к антеннам типа ФАР.



## 6 Радиоприемные устройства РЭС

### 6.1 Основные технические характеристики

Радиоприемное устройство (РПРУ) РЭС предназначено для выделения сигнала из принятого колебания, его преобразования и усиления до заданного уровня.

Основными техническими характеристиками РПРУ являются:

1. *Граничная чувствительность* определяется минимальной мощностью сигнала на входе приемника, при которой на выходе его линейной части обеспечивается отношение мощности сигнала к мощности помехи, равное единице.

*Пороговая чувствительность* определяется такой мощностью сигнала на входе приемника, при которой на выходе его линейной части обеспечивается заданное отношение сигнал/шум. Это отношение в свою очередь обеспечивает заданное качество решения информационной задачи (обнаружения, измерения и пр.). Чувствительность приемного устройства должна быть не хуже указанной в технической документации РЭС.

При заданной полосе пропускания РПРУ мощность шума  $P_{\text{ш}}$  на его выходе определяется спектральной плотностью мощности шума  $N_0$ , пересчитанной на вход РПРУ. Величина  $N_0 = kTK_{\text{ш}}$ , где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура в градусах Кельвина (обычно 300К);  $K_{\text{ш}}$  — коэффициент шума приемника. Повышение чувствительности приемника за счет уменьшения  $N_0$  (мощности шума) может быть использовано для снижения требований к мощности передающего устройства РЭС.

2. *Коэффициент шума* РПРУ  $K_{\text{ш}}$  показывает степень уменьшения отношения сигнал/шум на выходе линейной части приемного устройства по сравнению с этим отношением на его входе

$$K_{\text{ш}} = \frac{(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}}}{(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}}$$

Величина  $K_{\text{ш}}$  всегда больше единицы за счет внутренних шумов каскадов приемника и определяется в основном типом усилителей ВЧ и преобразователя частоты. Использование специальных мал шумящих усилителей позволяет снизить  $K_{\text{ш}}$  до значений близких к единице.

3. *Динамический диапазон (ДД)* — это диапазон возможных значений входного сигнала, при котором обеспечивается линейное усиление сигнала. Численно динамический диапазон представляет собой отношение максимальных и минимальных амплитуд,

или мощностей входного сигнала в децибелах:

$$D_{\text{дБ}} = 20 \lg(U_{\text{вх max}}/U_{\text{вх min}}) = 10 \lg(P_{\text{вх max}}/P_{\text{вх min}}).$$

$P_{\text{вх min}}$  определяется граничной чувствительностью, а  $P_{\text{вх max}}$  — максимальным уровнем сигнала, при котором наступают искажения сигнала на выходе приемника. Для современных РПРУ динамический диапазон составляет 90 . . . 140 дБ и больше.

4. *Частотная избирательность* — это способность приемника выделять полезный сигнал на заданной частоте, ослабляя влияние мешающих сигналов (помех), действующих на других частотах. Она определяется в первом приближении по АЧХ приемника, т. е. в зависимости от коэффициента усиления приемника  $K(f_0 + \Delta f)$  в функции частоты входного сигнала  $f_0 + \Delta f$ . Количественно частотная избирательность  $\sigma(\Delta f)$  приемника с линейной характеристикой оценивается отношением коэффициента усиления приемника  $K(f_0)$  на частоте сигнала  $f_0$  к коэффициенту его усиления  $K(f_0 + \Delta f)$  на частоте действия помехи, т. е.

$$\sigma(\Delta f) = \frac{K(f_0)}{K(f_0 + \Delta f)}.$$

Приемник в общем случае является нелинейной системой, и его коэффициент усиления  $K(f_0 + \Delta f)$  неодинаков при отсутствии и наличии сигнала на частоте  $f_0$ . Поэтому для более полного представления частотной избирательности вводится также характеристика реальной избирательности  $\sigma_p(\Delta f)$ . При определении этой характеристики на вход приемника подаются одновременно сигнал на частоте  $f_0$  и помеху на частоте  $f_0 + \Delta f$ .

Величина  $\sigma_p(\Delta f)$ , как и  $\sigma(\Delta f)$ , характеризует ослабление приемником действия помехи при заданной расстройке по частоте  $\Delta f$  относительно частоты настройки  $f_0$ . Это важно потому, что на входе приемника интенсивность помех может превышать интенсивность сигнала в десятки тысяч раз.

5. *Полоса пропускания*  $\Pi_{\text{пр}}$  — это полоса частот около частоты настройки  $f_0$ , в пределах которой коэффициент усиления по напряжению уменьшается до заданного уровня (обычно  $1/\sqrt{2} = 0,707$ , что соответствует уровню половинной мощности). На практике полоса пропускания приемника определяется шириной спектра полезного сигнала, увеличенной на нестабильность частоты.

## 6.2 Принципы построения радиоприемных устройств

По особенностям построения схем все радиоприемники делятся на детекторные приемники, приемники прямого усиления и супергетеродинные приемники. В современных РЭС детекторные приемники не используются.

*Приемник прямого усиления*, структурная схема которого представлена на рисунке 6.1, включает в себя входную цепь, усилитель высокой частоты (УВЧ), детектор (Д) и усилитель низкой частоты (УНЧ). Иногда после входной цепи ставят малошумящий усилитель (МШУ).

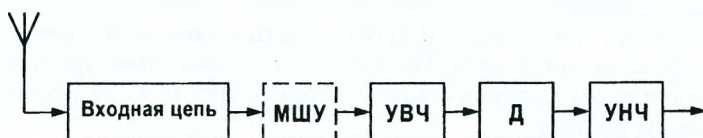


Рисунок 6.1

Входная цепь и УВЧ составляют высокочастотный тракт приемника и содержат системы резонансных контуров, которые служат для получения максимальной мощности сигнала из антенны, а также выделяют требуемый сигнал из множества других сигналов и помех. МШУ (используемые при необходимости) предназначены для снижения уровня собственных шумов приемника и определяют чувствительность приемников. В некоторых случаях при достаточной мощности принимаемого сигнала УВЧ может отсутствовать, т. е. приемник становится детекторным. Выделенная детектором (демодулятором) модулирующая функция, содержащая полезную информацию, усиливается и фильтруется от помех и других комбинационных частот в УНЧ. Его усиление определяется напряжением (мощностью), которое необходимо подвести к конечному устройству для его нормальной работы.

Настройка приемника на полезный сигнал осуществляется перестройкой по частоте входной цепи, МШУ и УВЧ. Синхронная перестройка по частоте всех этих блоков является непростой задачей. В диапазоне СВЧ технически трудно согласовать полосу пропускания приемника с шириной спектра полезного сигнала для фильтрации последнего от помех, несовпадающих по частоте с сигналом. Последнее является недостатком приемников прямого усиления.

*Приемник супергетеродинного типа* обеспечивает высокую и практически одинаковую избирательность во всех диапазонах волн, а также более равномерное усиление в высокочастотном тракте. Это достигается введением в тракт приемника (рисунок 6.2) *преобразователя*

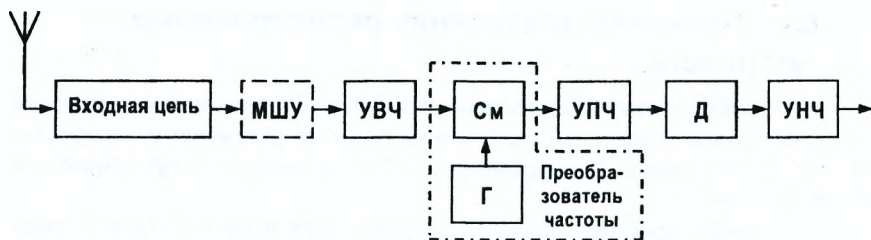


Рисунок 6.2

частоты, состоящего из смесителя (СМ) и гетеродина (Г), и усилителя промежуточной частоты (УПЧ). Часть приемника (преселектор), состоящая из входной цепи, МШУ и УВЧ, подобна структуре приемника прямого усиления и обеспечивает чувствительность и предварительную селекцию по частоте.

В супергетеродинном приемнике спектр принимаемого сигнала с помощью преобразователя частоты переносится с несущей частоты  $f_0$  на более низкую промежуточную  $f_{пч}$ :

$$f_{пч} = |f_0 - f_r| = |f_r - f_0|, \quad (6.1)$$

где  $f_r$  — частота колебаний гетеродина.

Поскольку сигнал несет в себе полезную информацию, в процессе преобразования частоты эту информацию необходимо сохранить, т. е. преобразователь частоты для сигнала должен быть линейным устройством. В этом случае в процессе преобразования частоты происходит перенос спектра сигнала в область промежуточной частоты без нарушения амплитудных и фазовых соотношений его составляющих. Резонансные контуры каскадов УПЧ настраиваются на промежуточную частоту. Линейность тракта обеспечивается за счет выполнения требования  $U_r \gg U_c$ , где  $U_r$ ,  $U_c$  — напряжения гетеродина и сигнала.

При перестройке колебательных контуров преселектора одновременно изменяется и частота гетеродина таким образом, чтобы промежуточная частота оставалась постоянной.

Поскольку УПЧ не перестраивается по частоте, то это позволяет получить в супергетеродинном приемнике высокую частотную избирательность при неизменной полосе пропускания, а также реализовать оптимальную фильтрацию сигнала от помех, применяя согласованные фильтры на промежуточной частоте.

Вместе с тем, обладая принципиальными достоинствами, супергетеродинный приемник не лишен ряда недостатков. Один из них — наличие дополнительных паразитных каналов приема.

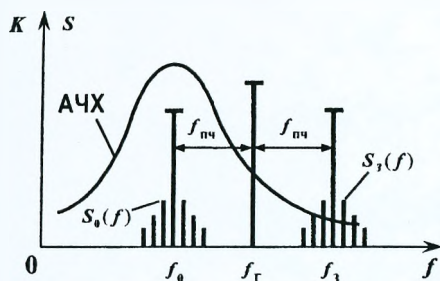


Рисунок 6.3

Основным паразитным каналом приема является *зеркальный* канал. Поскольку промежуточная частота в соответствии с формулой (6.1) равна абсолютной разности частот сигнала и гетеродина, то приемник может одновременно принимать радиосигнал двух передающих станций с разными несущими частотами  $f_0$  и  $f_3$  и соответственно спектрами  $S_0(f)$  и  $S_3(f)$ , расположенными симметрично (зеркаль-

но) относительно частоты гетеродина (рисунок 6.3).

Если, например, частота  $f_0$  одного принятого сигнала меньше, а другого  $f_3$  — больше частоты гетеродина  $f_r$  на промежуточную частоту  $f_{пч}$ , то на входе УПЧ будут присутствовать два преобразованных сигнала с одинаковыми частотами: основной  $f_{пч} = f_r - f_0$  и зеркальной  $f_{зк} = f_{пч} = f_3 - f_r$ . Как нетрудно заметить,  $f_0 - f_3 = 2f_{пч}$ , т. е. основной и зеркальный каналы отстоят друг от друга на удвоенное значение промежуточной частоты. Подавление частот зеркального канала осуществляется с помощью полосовых фильтров, включенных во входную цепь и УВЧ приемника. Они содержат резонансные контуры, которые настраиваются на частоту полезного сигнала  $f_0$ . Эти же фильтры ослабляют сигнал частоты зеркального канала  $f_3$ , по отношению к которой резонансные контуры расстроены (см. АЧХ  $K(f)$  на рисунке 6.3).

Наряду с зеркальным в приемнике существуют и другие паразитные каналы приема, такие как побочные, комбинационные, интермодуляционные и др., которые будут излучаться в дисциплине «Электромагнитная совместимость РЭС».

Здесь же следует остановиться на автоматических устройствах управления и регулирования приемников.

Из специальных устройств, обеспечивающих стабильную работу приемника, следует выделить системы *автоматической регулировки усиления (АРУ)* и *автоматической подстройки частоты (АПЧ)*.

АРУ обеспечивает на выходе приемника практически неизменный уровень сигнала при больших (50...100 дБ) колебаниях амплитуды сигнала на входе. Структурная схема супергетеродинного приемника с АРЧ и АПЧ приведена на рисунке 6.4. Принцип действия АРУ состоит в автоматическом изменении коэффициентов усиления отдельных каскадов усилителей приемника при изменениях уровня входных сигналов. Постоянное управляющее напряжение вырабатывается амплитудным детектором (Д АРУ) и подается на управляемые каскады УВЧ и УПЧ.

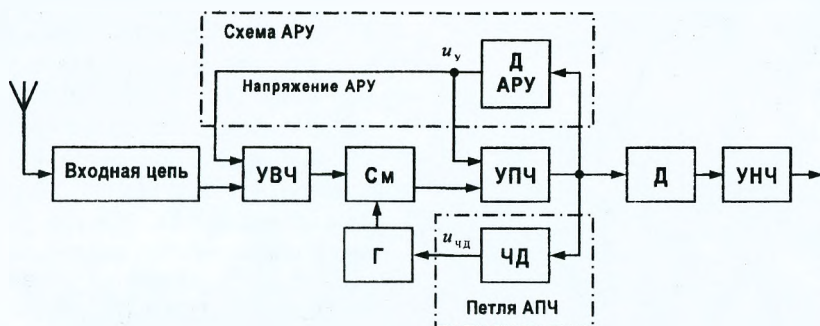


Рисунок 6.4

Если выбрать постоянную времени срабатывания АРУ порядка нескольких длительностей сигнала (при импульсном сигнале), то эта система срабатывает при воздействии на вход приемника непрерывной шумовой помехи. В этом случае система носит название шумовой автоматической регулировки усиления (ШАРУ).

АПЧ применяется для предотвращения самопроизвольной расстройки приемника относительно заданной частоты за счет нестабильности передатчика и гетеродина. Нестабильность частоты настройки приемника в основном проявляется в нестабильности промежуточной частоты. Чтобы частота изменялась в допустимых пределах или вообще была стабильной, применяют АПЧ гетеродина (рисунок 6.4).

Основным элементом АПЧ является частотный детектор (ЧД), подключаемый к выходу УПЧ. При отклонении промежуточной частоты относительно номинального значения ЧД вырабатывает управляющее напряжение, которое подается на управляемый гетеродин. В результате перестройки частоты гетеродина  $f_{пр}$  принимает номинальное значение.

В современной радиоэлектронике достигнут серьезный прогресс, обусловленный интенсивным внедрением аналоговой и цифровой микросхемотехники. Этот прогресс коснулся и приемных устройств РЭС. Имеющиеся сейчас микросхемы дают возможность разрабатывать приемники с высокой чувствительностью, лучшей избирательностью, меньшими частотными и нелинейными искажениями. Широкие возможности открываются при использовании цифрового теле- и радиовещания.

Рассмотренные принципы построения приемных устройств были бы недостаточно полными и глубокими, если не обратиться к решению задачи оптимального приема сигнала на фоне помех. Решение этой задачи позволит синтезировать устройства, способные наилучшим образом обрабатывать сигнал на фоне помех. К решению этой задачи и приступим в следующем разделе.

## II Основы статистической теории РЭС

### 7 Основы теории построения устройств обнаружения сигнала на фоне шума

#### 7.1 Постановка задачи обнаружения сигнала на фоне шума

На вход РПРУ поступает принятое антенной колебание

$$y(t) = Ax(t, \bar{\alpha}) + n(t),$$

где  $x(t, \bar{\alpha})$  — принятый сигнал с векторным параметром  $\bar{\alpha}$ , составляющие которого несут информацию;  $n(t)$  — помеха, представляющая собой внутренний шум приемника и внешние помехи;  $A$  — параметр сигнала, принимающий два значения:  $A = 1$  в случае присутствия в принятом колебании сигнала и  $A = 0$  в случае наличия в принятом колебании только помехи (априори значение  $A$  неизвестно).

На основе анализа принятого колебания  $y(t)$  необходимо дать оценку параметра  $A$ :  $\hat{A} = 1$ , если принято решение «сигнал есть» и  $\hat{A} = 0$  — «сигнала нет». Решение  $\hat{A}$  есть оценка параметра  $A$ . Наличие в принятом колебании  $y(t)$  шума свидетельствует о том, что это колебание — случайный процесс. Поэтому решение задачи обнаружения сигнала в принятом колебании является статистическим, базирующимся на теории вероятностей и математической статистики.

При решении задачи используются принятые ранее модели сигналов и помех.

Методика решения задачи обнаружения сигналов сводится к отысканию *решающего правила оценивания параметра  $A$*  наилучшим (оптимальным) образом. Для этого используется критерий оптимальности — *минимум среднего риска*, который требует знания ряда априорных данных. Возникает априорная неопределенность, которую удается обойти путем использования более простых критериев, например, весового или критерия Неймана-Пирсона, вытекающих из общего.

В простейшем случае приема одного значения  $y$  функции  $y(t)$  в фиксированный момент времени решение  $\hat{A}$  принимается при сравнении этой величины  $y$  с пороговым уровнем  $y_0$ . Величина  $y$  случайна, она описывается плотностью вероятности  $p_n(y)$  при условии приема только помехи ( $y = n$ ) или плотностью вероятности  $p_{сн}(y)$  при условии приема сигнала и помехи ( $y = x + n$ ). Считаем, что значение сигнала известно. Если при сравнении с порогом  $y$  превышает  $y_0$ , принимается решение о наличии сигнала  $\hat{A} = 1$ . В противном случае —  $\hat{A} = 0$  (сигнала нет).

Из-за наличия шума эти решения могут быть как правильными, так и ложными (неправильными). Так как решений два, то задача является *двухальтернативной*.

При таком двухальтернативном обнаружении сигнала решения могут быть как правильными, так и ошибочными. Различают ошибочные решения двух видов:

принимается решение о наличии сигнала ( $\hat{A} = 1$ ), когда на входе присутствует одна помеха ( $y = n$ ), уровень которой превышает порог  $y_0$ . Это ошибочное решение называется *ложной тревогой* и характеризуется условной вероятностью ложной тревоги:

$$F = \int_{y_0}^{\infty} p_n(y) dy, \quad (7.1)$$

принимается решение об отсутствии сигнала ( $\hat{A} = 0$ ), когда на самом деле в  $y$  он присутствует ( $y = x + n$ ). Такое решение называется *пропуском сигнала*. При условии наличия сигнала и помехи могут быть приняты взаимоисключающие решения либо ошибочное  $\hat{A} = 0$  с условной вероятностью  $\bar{D}$  пропуска сигнала либо правильное решение  $\hat{A} = 1$  с условной вероятностью *правильного обнаружения*:

$$D = 1 - \bar{D} = \int_{y_0}^{\infty} p_{cn}(y) dy. \quad (7.2)$$

Таким образом, с помощью введенных условных вероятностей  $D$  и  $F$  можно охарактеризовать качество двухальтернативного решения. Желательно, чтобы условная вероятность правильного обнаружения имела значение, близкое к 1, в то время как условная вероятность ложной тревоги  $F \rightarrow 0$ . Выбор уровня порога высоким обеспечивает малое значение  $F$ , но при этом снижается и величина  $D$ . Это противоречие ослабляется за счет выбора критерия оптимальности *Неймана-Пирсона*. По этому критерию уровень порога выбирается таким, чтобы не было превышено допустимое значение условной вероятности ложной тревоги  $F_0 = F_{\text{доп}}$  (ограничивается  $F \leq F_0$ ) и минимизируется условная вероятность  $\bar{D}$  пропуска сигнала. Эту задачу можно решить методом множителей Лагранжа. При этом минимизируется функция:

$$J = \bar{D} + l_0(F - F_0) \quad (7.3)$$

где  $l_0$  — параметр (множитель Лагранжа). С учетом (7.1) и (7.2) функцию (7.3) представим в виде:

$$J = (1 - l_0 F_0) - \int_{y_0}^{\infty} [p_{cn}(y) - l_0 p_n(y)] dy. \quad (7.4)$$



Дифференцируя (7.4) по  $y_0$ , получим  $p_{\text{сн}}(y_0) - l_0 p_{\text{н}}(y_0) = 0$ .

При положительном значении параметра  $l_0$  решение  $\hat{A} = 1$  следует принимать для тех значений  $y$ , при которых  $p_{\text{сн}}(y) \geq l_0 p_{\text{н}}(y)$ , иначе  $l(y) = \frac{p_{\text{сн}}(y)}{p_{\text{н}}(y)} \geq l_0$ . Если это условие не выполняется, то принимается решение  $\hat{A} = 0$ .

Таким образом, оптимальное по критерию Неймана-Пирсона решающее правило обнаружения имеет вид:

$$\hat{A} = \begin{cases} 1, & \text{если } l(y) \geq l_0, \\ 0, & \text{если } l(y) < l_0. \end{cases} \quad (7.5)$$

Величина  $l(y)$  называется *отношением правдоподобия* и представляет собой отношение плотностей условных вероятностей как функции одной и той же реализации  $y$  при условиях наличия сигнала и помехи  $p_{\text{сн}}(y)$  и наличия только помехи  $p_{\text{н}}(y)$ . Величина  $l(y)$  является мерой правдоподобности наличия сигнала.

Правило оптимального обнаружения можно расширить на реальный сигнал, когда принятое колебание  $y(t)$  представляется  $n$  отсчетами  $y_1, y_2, \dots, y_n$ . Для этого в выражениях (7.1), (7.2) и (7.5) скалярную величину  $y$  нужно заменить вектором-столбцом  $\bar{y} = \|y_1 y_2 \dots y_n\|^T$ . При этом отношение правдоподобия примет вид  $l(\bar{y}) = p_{\text{сн}}(\bar{y})/p_{\text{н}}(\bar{y})$ .

При переходе к непрерывной реализации  $y(t)$  необходимо осуществить предельный переход, т. е. интервал дискретизации  $\Delta t \rightarrow 0$ . Тогда плотности вероятностей  $p_{\text{сн}}(\bar{y})$  и  $p_{\text{н}}(\bar{y})$ , зависящие от дискретных значений  $\bar{y}$ , переходят в плотности вероятностей  $p_{\text{сн}}[y(t)]$ ,  $p_{\text{н}}[y(t)]$ , которые зависят от реализации  $y(t)$ . Соответственно отношение правдоподобия имеет вид

$$l[y(t)] = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left[ \frac{p_{\text{сн}}(\bar{y})}{p_{\text{н}}(\bar{y})} \right] = \frac{p_{\text{сн}}[y(t)]}{p_{\text{н}}[y(t)]} \quad (7.6)$$

и зависит от принятой реализации непрерывного колебания  $y(t)$ .

Независимо от вида принятого колебания  $y(t)$  оптимальная система должна формировать отношение правдоподобия и сравнивать его с порогом  $l_0$ .

Отношение правдоподобия содержит всю информацию для оптимального решения задачи обнаружения, т. е. является *достаточной статистикой*. При построении оптимальных обнаружителей вместо  $l(\bar{y})$  могут использоваться монотонно нарастающие функции  $S = S[l(\bar{y})]$  (рисунок 7.1). В качестве  $S(l)$  можно взять, например, функцию  $\ln l$  и сравнивать ее со своим порогом  $S_0 = \ln l_0$ . Такая замена может существенно облегчить реализацию алгоритма обнаружения. Эти функции также являются достаточными статистиками.

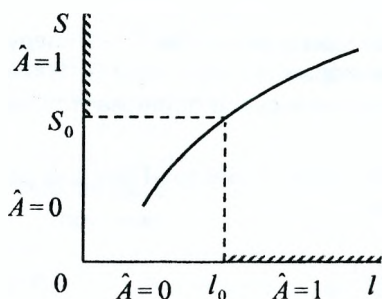


Рисунок 7.1

Таким образом, алгоритм оптимального обнаружения сводится к вычислению достаточной статистики  $S(l)$  и сравнению ее с порогом  $S_0$ . В соответствии с этим алгоритмом строится структура оптимального обнаружения (рисунок 7.2), включающая в себя вычислительное устройство (ВУ), определяющее достаточную статистику, и пороговое устройство (ПУ), в котором достаточная статистика сравнивается с порогом. В

результате сравнения принимается решение о наличии или отсутствии сигнала в принятой реализации.

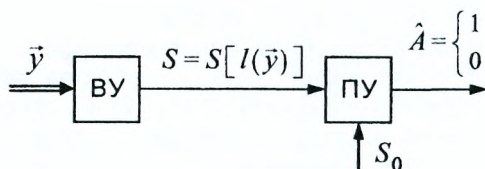


Рисунок 7.2

## 7.2 Алгоритмы и схемы устройств оптимальной обработки сигналов

Пусть принятое колебание  $y(t)$  представлено выборкой отсчетов  $y_1, y_2, \dots, y_m$ , которая образует  $m$  — мерный вектор-столбец  $\bar{y} = \|y_i\|^T$ . В общей форме записи  $\bar{y} = A\bar{x} + \bar{n}$ , где  $\bar{x}$  — полностью известный сигнал;  $\bar{n}$  — вектор-столбец помехи характеризует дискретные *коррелированные выборки*, закон распределения которых

$$p_n(\bar{y}) = (2\pi)^{-\frac{m}{2}} |\bar{\varphi}|^{-\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \bar{y}^T \bar{\varphi}^{-1} \bar{y} \right\}. \quad (7.7)$$

При наличии в принятом колебании сигнала и помехи среднее значение  $M(\bar{y}) = M(\bar{x} + \bar{n}) = \bar{x}$ . Поэтому  $M$ -мерная плотность вероятности  $\bar{y}$  при наличии сигнала и помех будет

$$p_{сн}(\bar{y}) = p_n(\bar{y} - \bar{x}) = (2\pi)^{-\frac{m}{2}} |\bar{\varphi}|^{-\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\bar{y} - \bar{x})^T \bar{\varphi}^{-1} (\bar{y} - \bar{x}) \right\}. \quad (7.8)$$

Подставляя (7.7) и (7.8) в (7.6) и логарифмируя, получим

$$\ln l = \ln p_{\text{сн}}(\bar{y}) - \ln p_{\text{n}}(\bar{y}) = -\frac{1}{2}(\bar{y} - \bar{x})^T \bar{\varphi}^{-1}(\bar{y} - \bar{x}) + \frac{1}{2}\bar{y}^T \bar{\varphi}^{-1} \bar{y} = \frac{1}{2}(\bar{y}^T \bar{\varphi}^{-1} \bar{x} + \bar{x}^T \bar{\varphi}^{-1} \bar{y}) - \frac{1}{2}\bar{x}^T \bar{\varphi}^{-1} \bar{x}. \quad (7.9)$$

В скобках каждое векторное произведение является скаляром, причем оно не меняется при транспонировании. Используя правило транспонирования матриц  $(\bar{a}\bar{b}\bar{c})^T = \bar{a}^T \bar{b}^T \bar{c}^T$  и свойство симметрии матрицы  $\bar{\varphi}$ , имеем  $\bar{x}^T \bar{\varphi}^{-1} \bar{y} = \bar{y}^T \bar{\varphi}^{-1} \bar{x}$ , т. е. суммируемые скаляры равны между собой.

С учетом этого выражение (7.9) принимает вид

$$\ln l = \bar{y}^T \bar{\varphi}^{-1} \bar{x} - \frac{1}{2}\bar{x}^T \bar{\varphi}^{-1} \bar{x}$$

или

$$\ln l = \zeta - \frac{q^2}{2} = q \left( \zeta_H - \frac{q}{2} \right). \quad (7.10)$$

Здесь

$$\zeta = \bar{y}^T \bar{\varphi}^{-1} \bar{x} = \bar{y}^T \bar{r} = \sum_{i=1}^m y_i r_i \quad (7.11)$$

— весовая сумма;  $\zeta_H = \zeta/q$  — нормированная весовая сумма;  $q^2 = \bar{x}^T \bar{\varphi}^{-1} \bar{x} = \bar{x}^T \bar{r}$  — параметр обнаружения, имеющий физический смысл отношения сигнал/помеха после весовой обработки;  $\bar{r} = \bar{\varphi}^{-1} \bar{x}$  — весовой вектор.

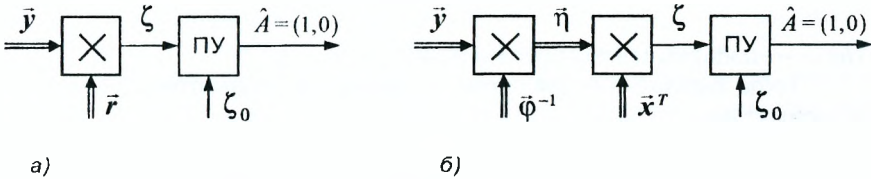


Рисунок 7.3

В правой части выражения (7.10) от входной реализации  $\bar{y}$  зависит только весовая сумма  $\zeta$ , которая монотонно связана с  $\ln l$  и является более удобной для задачи обнаружения достаточной статистикой, чем  $\ln l$ . С учетом этого в оптимальном обнаружителе вычисляется весовая сумма  $\zeta$ . В зависимости от последовательности выполнения операции вычисления  $\zeta$  на рисунке 7.3,а,б показаны два варианта структурной схемы обнаружителя.

В структурной схеме на рисунке 7.3,а предусмотрена только операция весовой обработки согласно (7.11). Веса  $r_i$  зависят как от обращенной корреляционной матрицы помехи  $\bar{\varphi}^{-1}$ , так и от известных значений

сигнала  $\bar{x}$  (ожидаемого сигнала  $\bar{x}$ ). К структурной схеме (рисунок 7.3,б) приходим, представляя весовую сумму  $\zeta$  в виде

$$\zeta = \bar{x}^T \bar{\varphi}^{-1} \bar{y} = \bar{x}^T (\bar{\varphi}^{-1} \bar{y}) = \bar{x}^T \bar{\eta} = \sum_{i=1}^m x_i \eta_i, \quad (7.12)$$

где  $\bar{\eta} = \bar{\varphi}^{-1} \bar{y}$  — весовой вектор-столбец представляет собой результат линейного преобразования входной реализации  $\bar{y}$ . Такая обработка в ряде случаев может быть наилучшей. Возможны и другие структурные схемы вычисления весовой суммы. Физический смысл весовой обработки согласно (7.11) и (7.12) рассмотрим на примере двухканальной оптимальной обработки.

Пусть дискретная выборка  $\bar{y} = \|y_1 y_2\|^T$  образована либо дискретами, принятыми двумя каналами АР в один и тот же момент времени, либо дискретами одной реализации, разделенными периодом следования импульсов. Первый вариант соответствует воздействию на РЭС активной помехи, второй — пассивной. В обоих случаях дискреты коррелированы.

Допустим обработка сигнала на фоне помех реализуется по алгоритму (7.12) структурной схемой (рисунок 7.3,б). Используя обращенную матрицу  $\bar{\varphi}^{-1}$  двухэлементной выборки помех, найдем весовой вектор-столбец

$$\bar{\eta} = \bar{\varphi}^{-1} \bar{y} = \frac{1}{1 - \rho^2} \left\| \begin{array}{c} \frac{y_1}{\sigma_1^2} - \rho \frac{y_2}{\sigma_1 \sigma_2} \\ \frac{y_2}{\sigma_2^2} - \rho \frac{y_1}{\sigma_1 \sigma_2} \end{array} \right\|,$$

где  $\rho$  — коэффициент корреляции дискрет  $y_1$  и  $y_2$ .

Тогда выражения для весовой суммы  $\zeta$  и параметра обнаружения  $q^2$  примут вид:

$$\zeta = \bar{x}^T \bar{\eta} = \frac{1}{1 - \rho^2} \left[ \left( \frac{y_1}{\sigma_1} - \rho \frac{y_2}{\sigma_2} \right) \frac{x_1}{\sigma_1} + \left( \frac{y_2}{\sigma_2} - \rho \frac{y_1}{\sigma_1} \right) \frac{x_2}{\sigma_2} \right], \quad (7.13)$$

$$q^2 = \frac{1}{1 - \rho^2} \left( \frac{x_1^2}{\sigma_1^2} + \frac{x_2^2}{\sigma_2^2} - 2\rho \frac{x_1 x_2}{\sigma_1 \sigma_2} \right). \quad (7.14)$$

Схема устройства обработки, обеспечивающего вычисление весовой суммы (7.13) приведена на рисунке 7.4.

Проанализируем работу этой схемы вначале в предположении, что выборки помехи  $y_1$  и  $y_2$  некоррелированы и имеют одинаковую дисперсию  $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2$ . При этом весовая сумма  $\zeta = \frac{y_1 x_1 + y_2 x_2}{\sigma^2}$ , а параметр обнаружения  $q^2 = \frac{x_1^2 + x_2^2}{\sigma^2}$ .

Величина  $q^2$  характеризует прохождение составляющих сигнала ( $y_1 = x_1, y_2 = x_2$ ) через устройство оптимальной обработки. Видно (7.14),

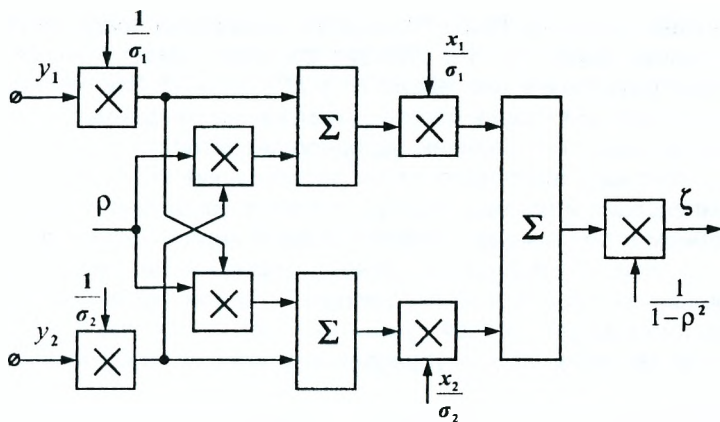


Рисунок 7.4

что независимо от знаков  $x_1$  и  $x_2$  в схеме оптимальной обработки обеспечивается их синфазное сложение (*когерентное накопление*).

При  $\rho = 0$  и  $\sigma_1^2 \neq \sigma_2^2$  весовая сумма равна  $\zeta = \frac{y_1 x_1}{\sigma_1} + \frac{y_2 x_2}{\sigma_2}$ , т. е. перед накоплением (суммированием) производится *нормирование* ожидаемых  $x_1$  и  $x_2$  и принятых  $y_1$  и  $y_2$  дискрет уровнем помехи. С меньшим весом проходит элемент выборки, принятый на фоне более интенсивной помехи.

При  $\rho \neq 0$  сложение сигнальных составляющих дополняется взаимной *компенсацией* коррелированных частей помехи. Это вытекает, например, из выражения  $\frac{y_1}{\sigma_1} - \rho \frac{y_2}{\sigma_2}$ , которое следует из (7.13). Пусть  $y_1$  и  $y_2$  представляют собой только выборки коррелированной помехи ( $x_1 = x_2 = 0$ ). Тогда дисперсия помех после их взаимной компенсации будет

$$\frac{\sigma_{\Sigma}^2}{\sigma^2} = M_n \left\{ \frac{y_1}{\sigma_1} - \rho \frac{y_2}{\sigma_2} \right\}^2 = M_n \left\{ \frac{y_1^2}{\sigma_1^2} + \rho^2 \frac{y_2^2}{\sigma_2^2} - 2\rho \frac{y_1 y_2}{\sigma_1 \sigma_2} \right\} = 1 + \rho^2 - 2\rho^2 = 1 - \rho^2.$$

Отсюда вытекает, что в результате взаимной компенсации коррелированных частей помехи дисперсия каждой составляющей помехи уменьшается в  $1/(1 - \rho^2)$  раз. Значение компенсации помех может оказаться более значительным, чем значение накопления сигнала.

Итак, в общем случае оптимальная весовая обработка сводится к выполнению следующих операций: межэлементного нормирования ожидаемым уровнем помехи; накопления полезного сигнала; компенсации коррелированных составляющих помех.

В конкретных случаях необходимость выполнения той или иной операции может отпадать.

Весовая сумма на входе порогового устройства представляет собой случайную величину. В отсутствие сигнала  $\zeta$  имеет нулевое математическое ожидание и дисперсию  $\sigma^2 = M(\zeta \cdot \zeta) = q^2$ . Это означает, что при фиксированном уровне порога  $\zeta_0$  изменение ожидаемого сигнала  $\bar{x}$  и помехи приведут к изменению условной вероятности ложной тревоги  $F$ . Чтобы избежать этого недостатка, оптимальные операции (накопление, компенсация и нормирование) в режиме обнаружения дополняют требованием стабилизации уровня условной вероятности ложной тревоги  $F = const$ . Последнее достигается разными методами: заменой фиксированного порога  $\zeta_0$  на плавающий  $\zeta_0 \cdot q$  или формирование вместо  $\zeta$  нормированной весовой суммы  $\zeta_H = \zeta/q = \bar{y}^T \bar{r}_H$ , где  $\bar{r}_H = \bar{r}/q$ , или введением автоматического управления усиления выходным уровнем помехи.

Далее перейдем от дискретного сигнала к непрерывному (аналоговому) сигналу. Алгоритмы оптимальной обработки аналоговых сигналов при одноканальном и многоканальном приеме получим из алгоритмов дискретных сигналов (7.10)...(7.13) путем предельного перехода, увеличивая число отсчетов  $m \rightarrow \infty$  и уменьшая интервал дискретизации  $\Delta t \rightarrow 0$ . Дискреты можно представить в виде  $y_i = y(t_i)$ ,  $r_i = r(t_i) \cdot \Delta t$ . Тогда алгоритм (7.11) принимает вид:

$$\zeta = \sum_{i=1}^m y(t_i)r(t_i)\Delta t.$$

При предельном переходе сумма переходит в интеграл, а  $\Delta t$  заменяется дифференциалом  $dt$ . В результате получим *весовой интеграл*

$$\zeta = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)r(t) dt, \quad (7.15)$$

где  $r(t)$  — весовая функция, которая при заданных корреляционной функции помех  $\varphi(t, s)$  и модели сигнала  $x(t)$  находится из решения интегрального уравнения

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t, s)r(s) ds = x(t). \quad (7.16)$$

Это уравнение заменяет  $\bar{r} = \bar{\varphi}^{-1}\bar{x}$ , а уравнение  $q^2 = \bar{x}^T \bar{r}$  для параметра обнаружения принимает вид

$$q^2 = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)r(t) dt. \quad (7.17)$$

Заменяя в (7.15)...(7.17) скалярные функции на векторные, получим алгоритмы оптимальной обработки аналоговых сигналов при многоканальном приеме в действительной интегрально-матричной форме

$$\zeta = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{y}^T(t) \bar{r}(t) dt; \quad (7.18)$$

$$q^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \bar{x}^T(t) \bar{r}(t) dt; \quad (7.19)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \bar{\varphi}(t, s) \bar{r}(s) ds = \bar{x}(t), \quad (7.20)$$

где  $\bar{y}(t)$  — вектор-столбец принятых колебаний;  $\bar{r}(t)$  — весовая вектор-функция приемных каналов;  $\bar{\varphi}(t, s)$  — корреляционная матрица-функция помехи.

Для ВЧ узкополосных сигналов мгновенные значения векторов-столбцов  $\bar{y}(t)$ ,  $\bar{x}(t)$  и корреляционной матрицы-функции  $\bar{\varphi}(t, s)$  выражаются соответственно через комплексные амплитуды  $\dot{Y}_i(t)$ ,  $\dot{X}_i(t)$  и комплексную корреляционную функцию  $\dot{\Phi}_{ij}(t, s) = M_n \left[ \frac{\dot{Y}_i(t) \dot{Y}_j^*(s)}{2} \right]$ ,  $\varphi_{ij}(t, s) = \text{Re} \{ \dot{\Phi}_{ij}(t, s) e^{j2\pi f_0(t-s)} \}$ .

С учетом вышесказанного алгоритмы (7.18)...(7.20) в комплексной форме имеют вид

$$\zeta = \text{Re } \dot{Z}; \quad (7.21)$$

$$\dot{Z} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{\dot{Y}}^T(t) \cdot \bar{\dot{R}}^*(t) dt; \quad (7.22)$$

$$q^2 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{\dot{X}}^T(t) \cdot \bar{\dot{R}}^*(t) dt; \quad (7.23)$$

$$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{\dot{\Phi}}(t, s) \cdot \bar{\dot{R}}(s) = \bar{\dot{X}}(t), \quad (7.24)$$

где  $\dot{Z}$  — комплексный весовой интеграл;  $\bar{\dot{\Phi}}(t, s) = M_n \left[ \frac{\dot{Y}(t) \cdot \dot{Y}^*(s)}{2} \right]$  — комплексная корреляционная матрица.

Полученные алгоритмы (7.15)...(7.20) будут использованы для синтеза и анализа устройств обработки аналоговых сигналов на фоне коррелированных и некоррелированных помех.

Рассмотрим пример обнаружения *аналогового сигнала с известными параметрами на фоне стационарного белого шума* при одноканальном приеме. С учетом  $\varphi(\tau) = \frac{N_0}{2}\delta(\tau)$  корреляционная функция стационарного белого шума  $\varphi(\tau) = \varphi(t-s) = \frac{N_0}{2}\delta(t-s)$ . Подставив эту функцию в интегральное уравнение (7.16), получим  $\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-s)r(s) ds = x(t)$ .

Используя фильтрующие свойство дельта-функции  $\delta(t-s)$ , сведем это уравнение к алгебраическому  $\frac{N_0}{2}r(t) = x(t)$ . Откуда искомая весовая функция  $r(t) = \frac{2}{N_0}x(t)$  определяется видом ожидаемого сигнала  $x(t)$ . Тогда весовой интеграл и параметр обнаружения принимают вид

$$\zeta = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x(t) dt; \tag{7.25}$$

$$q^2 = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) dt = \frac{2\mathcal{E}}{N_0},$$

где  $\mathcal{E}$  — энергия сигнала.

Структурная схема обнаружителя изображена на рисунке 7.5. Здесь обеспечивается вычисление в соответствии с (7.25) достаточной статистикой  $S = \zeta$ , сравнение  $\zeta$  с порогом  $\zeta_0$  и принятие решения  $\hat{A}$ . Порог обеспечивает заданный уровень условной вероятности ложной тревоги  $F$ . Умножитель и интегратор являются элементами вычислительного устройства — коррелятора. Результат интегрирования  $\zeta$  (с точностью до постоянной  $2/N_0$ ) характеризует взаимную корреляцию между принятым колебанием  $y(t)$  и ожидаемым сигналом  $x(t)$ . Чем больше  $y(t)$  похоже на  $x(t)$ , тем больше корреляция и весовой интеграл  $\zeta$ . Такая обработка называется *корреляционной*, а обнаружитель — *корреляционным*.

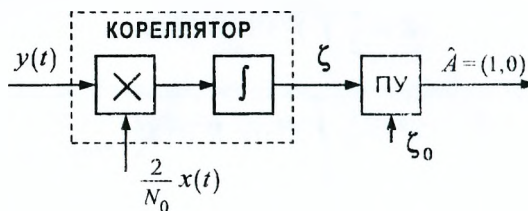


Рисунок 7.5

Физический смысл корреляционной обработки поясняется на рисунке 7.6, где показаны ожидаемый сигнал  $x(t)$ , принятое колебание  $y(t) = n(t)$  в отсутствии сигнала и (рисунок 7.6,а)  $y(t) = x(t) + n(t)$  при наличии  $x(t)$  (рисунок 7.6,б). Для обоих случаев показаны результаты перемножения  $y(t)x(t)$ , а также результат их интегрирования. Масштабный коэффициент  $2/N_0$  принят равным единице.



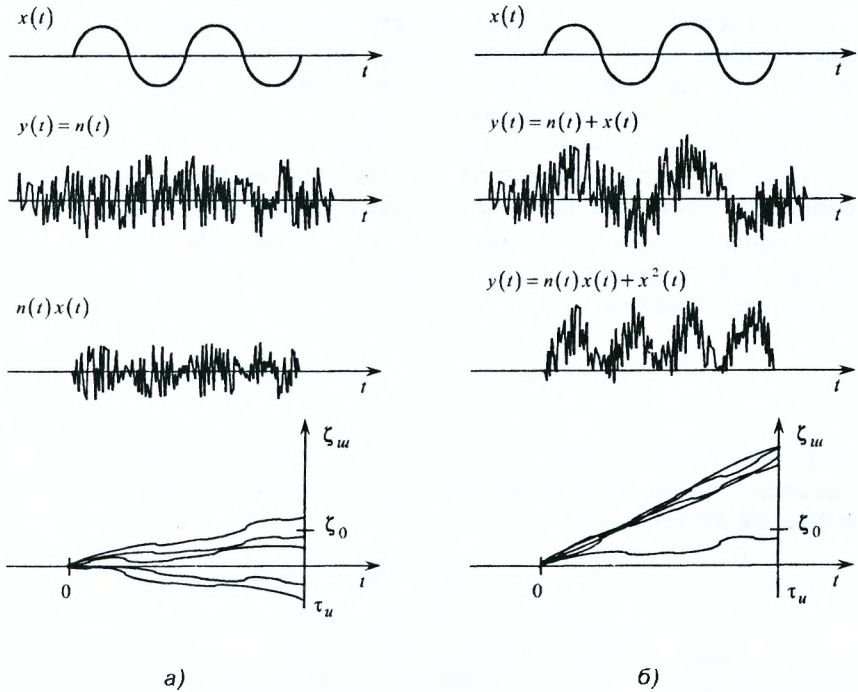


Рисунок 7.6

Перемножение шума  $n(t)$  и ожидаемого сигнала  $x(t)$  дает знакопеременное шумовое колебание. Поэтому напряжение шумовой составляющей на выходе интегратора для разных реализаций изменяется случайно. Но все они группируются вокруг  $\zeta = 0$  и изредка превышают порог  $\zeta_0$ . При наличии сигнала  $x(t)$  в принятом колебании  $y(t)$  к шумовой составляющей  $\zeta = \int_0^t n(t)x(t) dt$  добавляется сигнальная составляющая

$\zeta_c = \int_0^t x^2(t) dt$ . За счет этого центр распределения  $\zeta$  смещается на величину

$\int_0^t x^2(t) dt$  относительно знакопеременной шумовой составляющей и в момент  $t = \tau_u$  (при импульсном излучении) сигнал на выходе коррелятора достигает максимума. В этот момент будет наибольшая вероятность превышения порога  $\zeta_0$ .

Корреляционная обработка позволяет выявить отличие или подобию (корреляцию) принятого колебания  $y(t)$  и ожидаемого сигнала  $x(t)$ .

В качестве второго примера рассмотрим одноканальное обнаружение сигнала со случайными параметрами амплитудой  $b$  и начальной фазой  $\beta$ . Методика решения этой задачи основана на общих положениях теории статистических решений и сводится к усреднению отношения правдоподобия по случайным параметрам сигнала  $b$  и  $\beta$ .

Опуская выкладки, отметим, что при условии равномерного распределения начальной фазы на интервале  $(0, 2\pi) - p(\beta) = \frac{1}{2\pi}$  и релеевского распределения амплитуды  $- p(b) = 2be^{-2b^2}$  усреднение отношения правдоподобия приводит к достаточной статистике в виде логарифма отношения правдоподобия

$$\ln l[y(t)] = \frac{q^2 |\dot{Z}_H|^2}{4(1 + \frac{q^2}{2})} - \ln(1 + \frac{q^2}{2}),$$

который монотонно зависит от  $|\dot{Z}_H| = \frac{|Z|}{q}$ . Последнее позволяет записать решающее правило обнаружения сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой в виде

$$\hat{A} = \begin{cases} 1, & \text{если } |\dot{Z}_H| \geq Z_{OH}, \\ 0, & \text{если } |\dot{Z}_H| < Z_{OH}. \end{cases} \quad (7.26)$$

Полученный алгоритм обнаружения (7.26) позволяет синтезировать структурную схему оптимального обнаружителя. На основании (7.26) оптимальное обнаружение обеспечивается за счет сравнения с порогом  $Z_{OH}$  модуля  $|\dot{Z}_H|$ . По определению

$$|\dot{Z}_H| = \sqrt{(\text{Re } \dot{Z}_H)^2 + (\text{Im } \dot{Z}_H)^2} = \sqrt{\zeta_H^2 + \zeta_{H\perp}^2},$$

где  $\text{Re } \dot{Z}_H = \zeta_H = \frac{2}{qN_0} \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x(t) dt$  и вычисляется коррелятором (рисунок 7.5). Можно показать, что  $\text{Im } \dot{Z}_H = \zeta_{H\perp} = \frac{2}{qN_0} \int_{-\infty}^{\infty} y(t)x_{\perp}(t) dt$ , где ожидаемый сигнал  $x_{\perp}(t)$  отличается от  $x(t)$  сдвигом по фазе на  $90^\circ$ , т. е. колебания  $x(t)$  и  $x_{\perp}(t)$  являются *квадратурными*.

Отсюда следует, что алгоритму оптимального обнаружения (7.26) соответствует схема обнаружителя с двумя квадратурными каналами (рисунок 7.7). Опорные сигналы квадратурных каналов (подканалов) смещены по фазе на  $90^\circ$ . При смещении фазы  $\beta$  принятого полезного сигнала относительно ожидаемого на  $90^\circ$  на выходе нижнего канала получим максимум. В общем случае входной полезный сигнал создает сигнальный эффект на выходах обоих каналов пропорционально  $\cos \beta$  и  $\sin \beta$  соответственно. При этом выходное напряжение  $|\dot{Z}_H|$  не зависит от значения начальной фазы  $\beta$  сигнала, т. к.  $\sqrt{\cos^2 \beta + \sin^2 \beta} = 1$ .

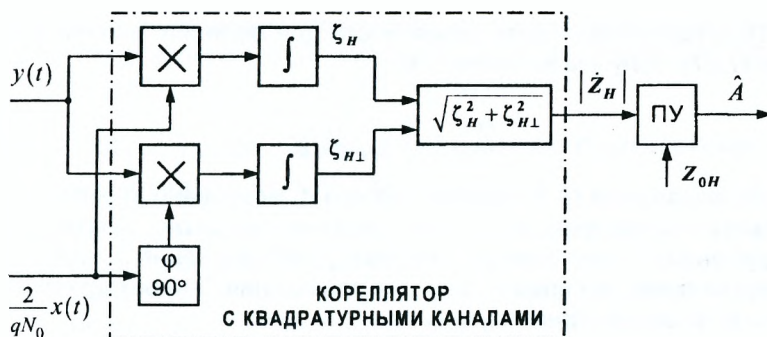


Рисунок 7.7

Кроме начальной фазы  $\beta$  и амплитуды  $b$  принятого сигнала, обычно неизвестны и другие его параметры: время запаздывания  $t_3$  и доплеровское смещение частоты  $F_D$ . Очевидно, если из-за незнания  $t_3$  принятый полезный и ожидаемый (опорный) сигналы коррелятора не перекрываются во времени, то сигнальная составляющая  $|\dot{Z}_H|$  превращается в ноль. Эта составляющая возрастает по мере увеличения степени перекрытия сигналов как по времени, так и по частоте.

Чтобы избежать пропуска сигнала, необходимо обеспечить вычисление  $|\dot{Z}_H|$  для различных значений  $t_3$  и  $F_D$ , т. е. для каждой пары параметров  $t_3$  и  $F_D$  должен быть свой канал — свой квадратурный коррелятор. Такая схема обнаружителя *многоканальна* как по времени запаздывания, так и по доплеровской частоте. Число каналов определяется интервалами возможных значений  $t_3$  и  $F_D$  и разрешающими способностями по времени запаздывания и доплеровской частоте.

Таким образом, в результате решения задачи оптимального обнаружения сигнала на фоне белого шума *синтезированы* алгоритмы обработки и структурные схемы обнаружителей для трех моделей сигналов.

Для *анализа* синтезированных обнаружителей используются качественные показатели обнаружения — условные вероятности правильного обнаружения  $D$  и ложной тревоги  $F$ :

$$D = \int_{s_0}^{\infty} p_{\text{сн}}(s) ds; \quad F = \int_{s_0}^{\infty} p_n(s) ds, \quad (7.27)$$

где  $S$  — достаточная статистика, которая конкретизируется для соответствующей модели сигнала.

Подставляя плотность вероятности для моделей сигнала в уравнение (7.27), получим зависимость:

$$D = F - \frac{1}{1 + q^2/2}. \quad (7.28)$$

Из выражения (7.28) видно, что при фиксированной условной вероятности ложной тревоги  $F = const$  условная вероятность правильного обнаружения зависит только от параметра обнаружения  $q$  и не зависит от вида модуляции сигнала, т. е. для повышения  $D$  необходимо увеличивать отношение сигнал/шум.

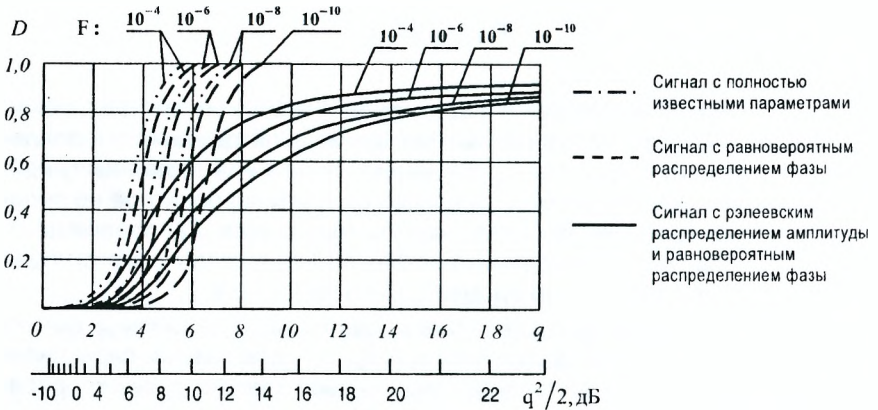


Рисунок 7.8

Зависимости  $D$  от  $q$  при  $F = const$  называются *кривыми обнаружения*. На рисунке 7.8 приведены кривые обнаружения для трех видов моделей когерентных сигналов: для сигналов с полностью известными параметрами (штрих-пунктирные линии), для сигналов со случайной начальной фазой (пунктирные линии) и для сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой (сплошные линии).

Кривые для сигналов со случайными параметрами смещены вправо от кривых для сигналов с полностью известными параметрами. Это смещение вызвано тем, что за незнание параметров приходится «расплачиваться» большим отношением сигнал/шум для обеспечения заданных качественных показателей  $D$  и  $F$ .

Пользуясь кривыми обнаружения, можно найти пороговое значение отношения сигнал/шум  $q = q_{пор}$ , при котором сигнал еще обнаруживается с заданными  $D$  и  $F$ . Зная  $q_{пор}$  и спектральную плотность мощности шума  $N_0$ , можно рассчитать пороговую энергию сигнала  $\mathcal{E}_{пр \min} = q_{пор}^2 \frac{N_0}{2}$ .

В реальном приемнике возникают потери в отношении сигнал/шум в  $\gamma_{\text{пр}}$  раз по сравнению с оптимальным. Поэтому пороговая чувствительность реального приемника хуже в  $\gamma_{\text{пр}}$  раз.

### 7.3 Фильтровая и корреляционно-фильтровая обработка когерентных сигналов

Корреляционная обработка сигналов характеризуется многоканальностью по времени запаздывания и частоте. Многоканальность по времени может быть устранена путем использования одного линейного фильтра. Известно, что при воздействии на вход линейного фильтра колебания  $y(s)$  напряжение на его выходе

$$\omega(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(s)v(t-s) ds, \quad (7.29)$$

где  $v(t)$  — импульсная характеристика линейного фильтра, т. е. отклик фильтра на дельтаподобное воздействие  $\delta(t)$ .

Для сигнала с запаздыванием  $\alpha = t_3$  ожидаемый сигнал  $x(t, t_3) = u(t - t_3)$  и весовой интеграл принимает вид

$$\zeta(t_3) = C \int_{-x}^{\infty} y(t)u(t - t_3) dt, \quad C = \frac{2}{N_0} = \text{const}. \quad (7.30)$$

Подберем такой линейный фильтр, чтобы в момент  $t = t_0 + t_3$  напряжение на его выходе соответствовало весовому интегралу

$$\omega(t_0 + t_3) = \zeta(t_3)$$

или с учетом (7.29),(7.30) имеем

$$\int_{-\infty}^{\infty} y(s)v(t_0 + t_3 - s) ds = C \int_{-\infty}^{\infty} y(s)u(s - t_3) ds.$$

Это равенство выполняется при  $v(t_0 + t_3 - s) = Cu(s - t_3)$ .

Отсюда, обозначив  $t_0 + t_3 - s = t$ ,  $v(t) = v_c(t)$ , находим  $s - t_3 = t_0 - t$  и импульсную характеристику линейного согласованного фильтра

$$v_c(t) = Cu(t_0 - t), \quad (7.31)$$

на выходе которого формируется значение весового интеграла в момент  $t_0 + t_3$ .

Величина  $t_0$  характеризует запаздывание сигнала в фильтре. Поскольку импульсная характеристика существует в любой момент времени, то это позволяет многоканальный по времени коррелятор заменить одним линейным фильтром с импульсной характеристикой (7.31). Такой

фильтр называется *согласованным*, так как его импульсная характеристика согласована с ожидаемым сигналом  $u(t)$ . На рисунке 7.9 поясняется построения импульсной характеристики фильтра, согласованного с ЛЧМ сигналом при  $C = 1$ . Из этого рисунка видно, что импульсная характеристика согласованного фильтра является *зеркальным отображением ожидаемого сигнала* относительно прямой  $t = t_0/2$ . Величина  $t_0$  выбирается из условия  $t_0 \geq \tau_u$ . Только при этом условии отличные от нуля значения импульсной характеристики фильтра появляются после момента  $t = 0$  воздействия на вход фильтра дельта-функции.

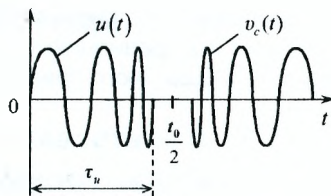
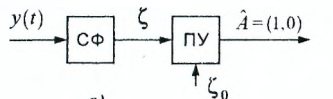
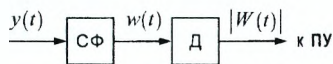


Рисунок 7.9

Согласованный фильтр (СФ) позволяет получить на выходе максимальное значение сигнал/шум  $q^2 = \frac{2\Theta}{N_0}$ . Он является составной частью обнаружителя сигнала с полностью известными параметрами (рисунки 7.10,а). При обнаружении сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой достаточной статистикой является модуль нормированного весового интеграла  $|Z_H(t_3)|$ . Для его выделения в соответствующем обнаружителе (рисунки 7.10,б) предусмотрен детектор. На его выходе получаем последовательные значения  $|Z_H(t_3)|$  для разных значений времени запаздывания. Таким образом, многоканальное по времени запаздывания корреляционное устройство с квадратурными подканалами заменяется согласованным фильтром с детектором. Вместе с тем фильтровое устройство обработки, как и корреляционное, остается *многоканальным по частоте*.



а)



б) Рисунок 7.10

Зная импульсную характеристику согласованного фильтра можно найти его частотную характеристику с помощью Фурье-преобразования

$$\dot{K}_c(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u_c(t) e^{-j2\pi f t} dt = C \dot{g}^*(f) e^{-j2\pi f t_0}, \quad (7.32)$$

где  $\dot{g}^*(f) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{j2\pi f t} dt$  — комплексно-сопряженная спектральная плотность ожидаемого сигнала  $u(t)$ .

Из (7.32) вытекает, что частотная характеристика согласованного фильтра сводится с точностью до постоянной  $C$  к произведению комплексно-сопряженной спектральной плотности ожидаемого сигнала  $u(t)$  и множителя запаздывания  $e^{-j2\pi f t_0}$  сигнала при его прохождении через фильтр.

Комплексную частотную характеристику можно представить в виде двух действительных АЧХ и ФЧХ

$$|\hat{K}_c(f)| = C|\hat{g}(f)|; \quad (7.33)$$

$$\arg \hat{K}_c(f) = -\arg \hat{g}(f) - 2\pi f t_0. \quad (7.34)$$

Из (7.33) следует, что АЧХ согласованного фильтра с точностью до постоянной  $C$  совпадает с АЧХ сигнала. Поэтому согласованный фильтр с большим весом пропускает более интенсивные спектральные составляющие сигнала и с меньшим — слабые составляющие. Уравнение (7.34) описывает ФЧХ согласованного фильтра и обеспечивает сложение всех спектральных составляющих спектра сигнала на выходе фильтра в момент времени  $t = t_0 + t_3$  в фазе, за счет чего создается в этот момент максимум достаточной статистики, а значит, и отношение сигнал/шум.

Рассмотрим согласованную фильтрацию некоторых простых и сложных сигналов. Решение задачи согласованной фильтрации распадается на синтез и анализ. Синтезировать согласованный фильтр можно по импульсной или частотной характеристике.

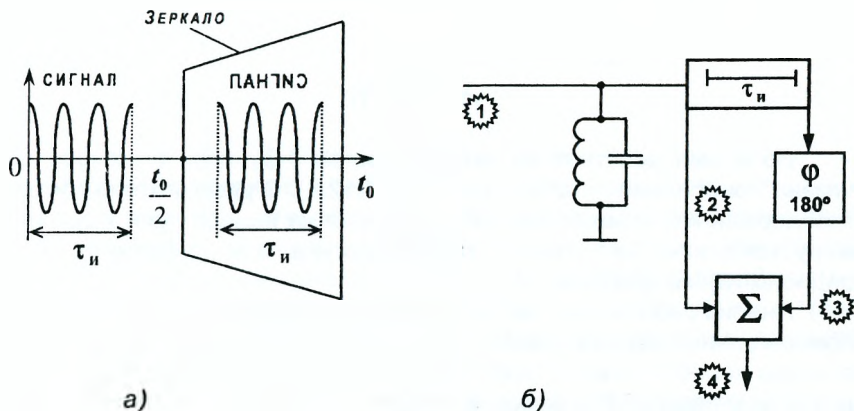


Рисунок 7.11

Для простого радиоимпульса импульсная характеристика представляет собой простой радиоимпульс (рисунок 7.11,а). Возможная структурная схема устройства с такой характеристикой представлена на (рисунок 7.11,б). Она содержит колебательный высокодобротный контур, настроенный на частоту  $f_0$  ожидаемого сигнала, линию задержки на время  $\tau_u$ , инвертор и сумматор. Считаем, что время задержки составляет целое число периодов колебаний частоты  $f_0$ . Для проверки соответствия импульсной характеристики синтезированной схемы ожидаемому сигналу подадим на вход дельта-функцию (короткий импульс).

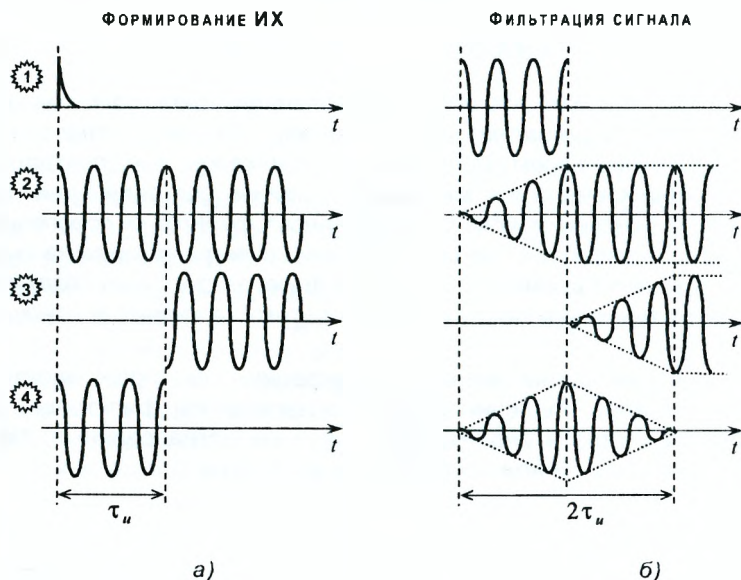


Рисунок 7.12

Во время действия на входе фильтра  $\delta$ -функции в контуре возникают колебания частоты  $f_0$  (рисунок 7.12,а). В результате вычитания незадержанного и задержанного колебания на выходе сумматора формируется отклик (импульсная характеристика) в виде прямоугольного радиоимпульса (рисунок 7.11,а).

Анализ работы данного устройства проведем, подавая на вход СФ прямоугольный радиоимпульс. За время действия радиоимпульса амплитуда колебаний в контуре возрастает и после окончания импульса почти не меняется (при высокой добротности контура). В результате вычитания незадержанного и задержанного колебания на выходе согласованного фильтра формируется ромбовидный радиоимпульс длительностью (по нулевому уровню)  $2\tau_u$ .



С целью упрощения реализации фильтра вместо устройства (рисунок 7.11,б) может быть использован квази-согласованный полосовой фильтр с близкой к прямоугольной АЧХ с полосой П и линейной ФЧХ  $\arg K(f) = -2\pi f t_0$ . Оптимизация фильтра осуществляется по максимуму отношения сигнал/шум и достигается при  $P = \frac{1,37}{T\tau_u}$ . При этом длительность выходного импульса несколько увеличивается, а потери по отношению к согласованной обработке составляют 17%.

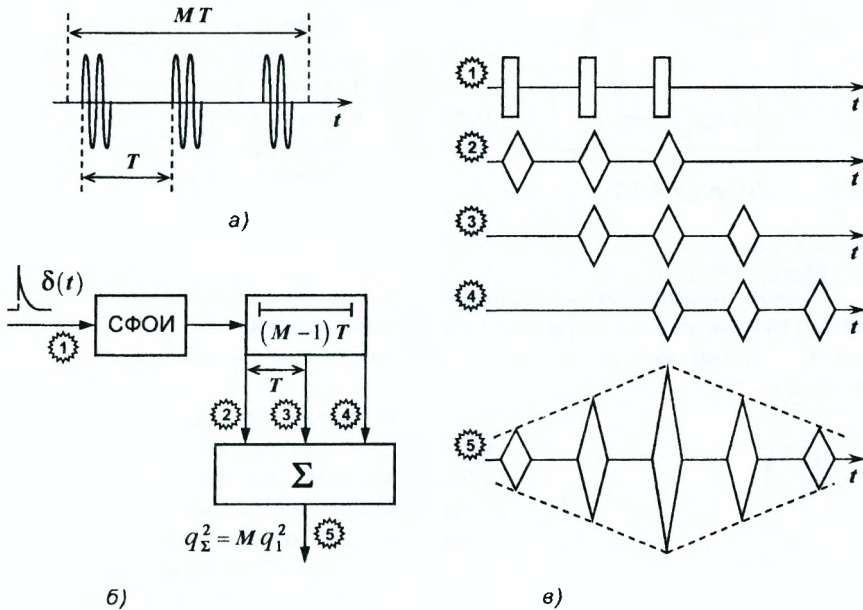


Рисунок 7.13

Согласованную фильтрацию *когерентной пачки* радиоимпульсов рассмотрим на примере пачки из  $M = 3$  импульсов длительностью  $\tau_u$  каждый и периодом следования  $T$  с прямоугольной огибающей пачки и каждого импульса (рисунок 7.13,а). Аналогичную пачку представляет импульсная характеристика согласованного фильтра, который состоит из СФ одиночного импульса пачки (СФОИ) и линии задержки с тремя отводами и сумматором. Считаем, что между отводами укладывается целое число периодов колебаний сигнала.

В результате воздействия пачки на вход согласованного фильтра (рисунок 7.13,б) на выходе сумматора формируется пачка из  $(2M - 1)$  ромбовидных радиоимпульсов, центральный из которых имеет максимальную амплитуду (рисунок 7.13,в). Поскольку импульсы в пачке име-

ют одинаковую амплитуду, в отводах линии задержки отсутствуют весовые коэффициенты. Линия задержки с отводами и сумматором выполняют роль когерентного (синфазного) накопителя импульсов в пачке.

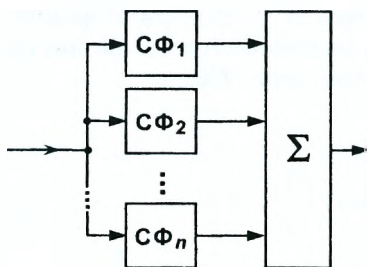


Рисунок 7.14

Наряду с устройством (рисунок 7.13,б) возможен другой вариант реализации согласованной обработки когерентной пачки радиоимпульсов. Действительно, когерентная пачка радиоимпульсов имеет АЧС гребенчатой структуры. Исходя из этого, согласованный фильтр может быть реализован с помощью набора узкополосных фильтров и сумматора (рисунок 7.14).

Если обозначить на выходе СФОИ отношение сигнал/шум  $q_{\Sigma}^2 = \frac{2\mathcal{E}}{N_0}$ , то на выходе сумматора (рисунок 7.13,б) получим

$$q_{\Sigma}^2 = M q_1^2.$$

Такое увеличение отношения сигнал/шум объясняется тем, что сигнал суммируется синфазно, а колебания помехи — со случайной фазой, т. е. сигнал возрастает в  $M$  раз по амплитуде, а помехи — в  $M$  раз по мощности.

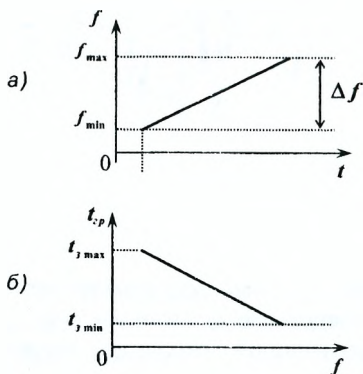


Рисунок 7.15

Согласованную обработку сложного сигнала рассмотрим на примере обработки ЛЧМ сигнала с *нарастающим* законом изменения частоты (рисунок 7.15,а). Тогда, в силу зеркальности импульсной характеристики относительно ожидаемого сигнала, она должна иметь *падающий* закон изменения частоты. Такую импульсную характеристику имеет дисперсионная линия задержки с дисперсионной характеристикой (зависимость группового времени запаздывания от частоты), показанной на рисунке 7.15,б.

Если на вход СФ (рисунок 7.16,в) поступает ЛЧМ радиоимпульс (рисунок 7.16,б) с АЧС

нок 7.16,б) с АЧС

$$|\dot{g}(f)| = \begin{cases} 1, & \text{при } f_0 - \frac{\Delta f}{2} \leq f \leq f_0 + \frac{\Delta f}{2}, \\ 0, & \text{при других } f, \end{cases}$$

то спектральная плотность сигнала на выходе согласованного фильтра  $\dot{g}_{\omega}(f) = \dot{g}(f)K_c(f) = Ce^{-j2\pi f t_0}$ , при  $f_0 - \frac{\Delta f}{2} \leq f \leq f_0 + \frac{\Delta f}{2}$ .

Сигнал на выходе фильтра определяется обратным преобразованием Фурье

$$\begin{aligned} \omega_c(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} \dot{g}_w(f) e^{j2\pi f t} df = C \operatorname{Re} \int_{f_0 - \frac{\Delta f}{2}}^{f_0 + \frac{\Delta f}{2}} e^{j2\pi f(t-t_0)} df = \\ &= C \frac{\sin[\pi \Delta f(t-t_0)]}{\pi \Delta f(t-t_0)} \cdot \cos[2\pi f_0(t-t_0)] \end{aligned}$$

и не имеет частотной модуляции.

Огибающая описывается выражением  $W(t) = \frac{\sin[\pi \Delta f(t-t_0)]}{\pi \Delta f(t-t_0)}$ , она представлена на рисунке 7.16,а. Максимум огибающей достигается в момент  $t = t_0$  (в отсутствие запаздывания сигнала  $t_3$ ). Длительность выходного сигнала  $\tau_{\text{сж}} = 1/\Delta f$ . Отношение длительности сигнала на входе и выходе согласованного фильтра составляет  $\tau_u/\tau_{\text{сж}} = \tau_u \Delta f = n \gg 1$ , т. е., проходя через согласованный фильтр, ЛЧМ радиоимпульс *сжимается* по длительности в  $n$  раз, где  $n$  — база (коэффициент широкополосности) сложного ЛЧМ сигнала (рисунок 7.16,г).

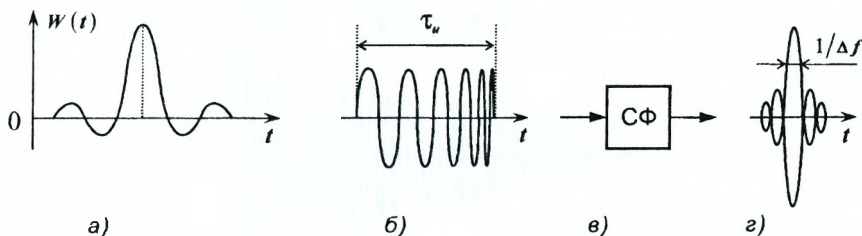


Рисунок 7.16

Сжатие ЛЧМ сигнала в согласованном фильтре можно объяснить, анализируя прохождение отдельных групп частот ЛЧМ сигнала. Действительно, первыми через фильтр проходят низкие частоты ЛЧМ сигнала. В соответствии с дисперсионной характеристикой они задерживаются на большее время по сравнению с высокими частотами, которые приходят на вход позже, но задерживаются в фильтре на меньшее время, т. е. «догоняют» низкие частоты. Складываясь в фазе в момент  $t = t_0 + t_3$  — эти колебания формируют на выходе фильтра короткий сжатый импульс, длительность которого зависит от ширины спектра сигнала и равна  $\tau_{\text{сж}} = 1/\Delta f$ .

Рассмотренные выше корреляционные и фильтровые устройства обработки сигнала на практике могут вызывать определенные трудности в их реализации. *Корреляционно-фильтровая* обработка когерент-

ных сигналов на фоне белого шума совмещает операции корреляционной и фильтровой обработки, что зачастую упрощает эту обработку и реализацию устройства в целом.

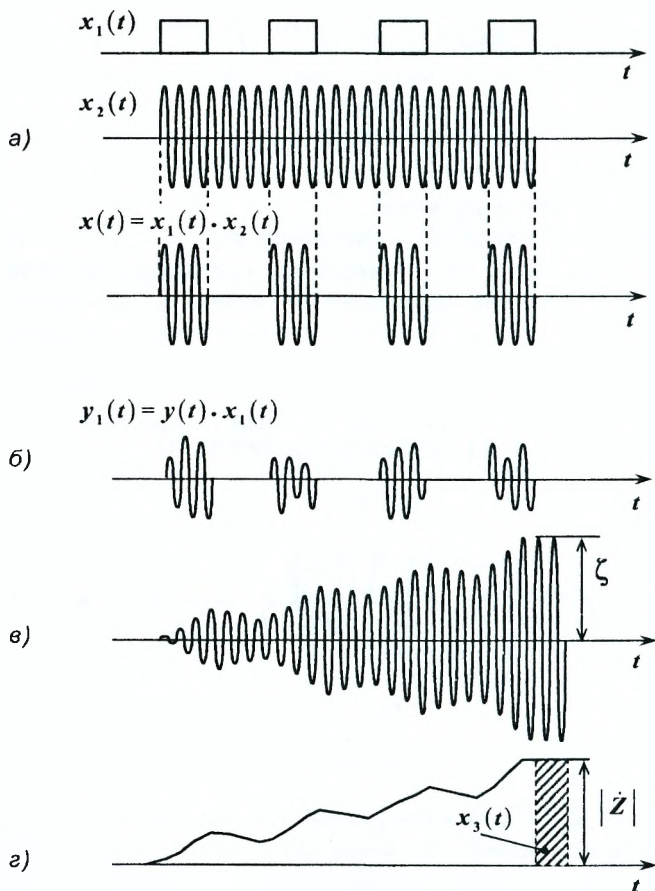


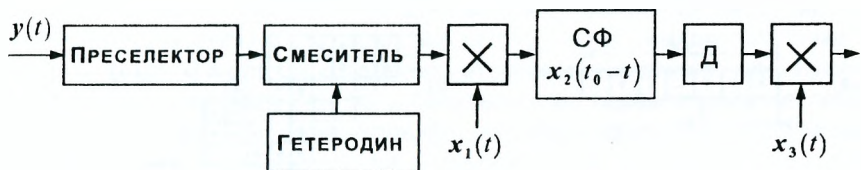
Рисунок 7.17

Синтез корреляционно-фильтровой обработки сводится к представлению ожидаемого сигнала в виде двух сомножителей  $x(t) = x_1(t)x_2(t)$ . Так, например, ожидаемый сигнал в виде пачки когерентных прямоугольных радиоимпульсов  $x(t)$  можно представить в виде произведения непрерывной последовательности прямоугольных видеоимпульсов  $x_1(t)$  и протяженного колебания частоты  $f_0$ , промодулированного огибающей пачки  $x_2(t)$  (рисунок 7.17,а).

Подставляя  $x(t) = x_1(t) \cdot x_2(t)$  в выражения весового интеграла (7.25), сведем его вычисление к двум операциям: *стробированию* (рисунок 7.17,а) принятого колебания  $y(t)$  последовательностью видеоимпульсов  $x_1(t)y(t) = y_1(t)$  и фильтрацию полученного колебания  $y_1(t)$  при более простом весовом множителе  $x_2(t)$

$$\zeta = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} y_1(t)x_2(t) dt. \quad (7.35)$$

Этот алгоритм реализуется с помощью узкополосного фильтра с импульсной характеристикой  $v(t) = x_2(t_0 - t)$ , реализация которого осуществляется обычно на *промежуточной* частоте  $f_{\text{пр}}$  супергетеродинного приемника (рисунок 7.18). Реализация такого фильтра более проста по сравнению с обработкой на высокой частоте  $f_0$  и тем более проще по сравнению с согласованным фильтром на линии задержки.



а)



б)

Рисунок 7.18

В узкополосном фильтре происходит накопление импульсов в пачке за счет большого времени накопления фильтра (рисунок 7.17,в). Предварительное стробирование исключает накопления шумов за время отсутствия сигнала в промежутках между импульсами. Детектором выделяется огибающая выходного колебания узкополосного фильтра (рисунок 7.18 и 7.17,г). Оптимальное решение принимается после завершения накопления всей энергии пачки (рисунок 7.17,г).

В то же время использование узкополосного фильтра приводит к потере информации о времени запаздывания сигнала, и для ее восстановления необходимо параллельно или последовательно просматривать все разрешаемые по времени запаздывания элементы с помощью, например, повторного стробирования  $x_3(t)$  (рисунок 7.18). В рассмотренном примере гетеродин формирует непрерывное немодулированное колебание. При этом гетеродинирование сводится к переносу фильтрации сигнала с высокой на промежуточную частоту. Однако при обработке сложных сигналов гетеродинные колебания необходимо модулировать по частоте или фазе. Такой гетеродин называют *обобщенным*.

В качестве примера на рисунке 7.18 приведены схемы корреляционно-фильтровой обработки непрерывного фазоманипулированного (ФМ) сигнала с простым (рисунок 7.18,а) и обобщенным гетеродином (рисунок 7.18,б).

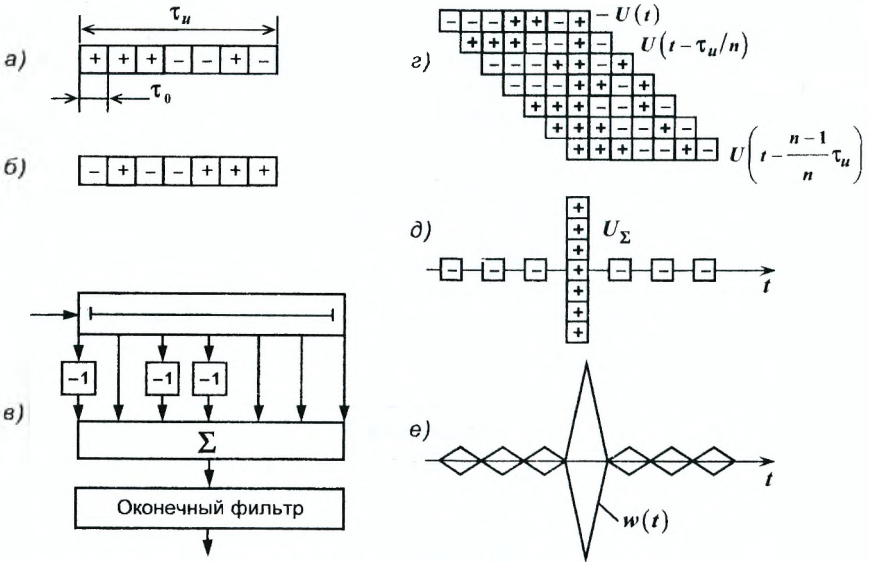


Рисунок 7.19

В случае использования простого гетеродина фильтрация ФМ-сигнала переносится на промежуточную частоту, на которой и реализуется согласованный фильтр ФМ-сигнала в виде линии задержки с отводами, сумматора и согласованного фильтра парциального импульса (рисунок 7.19,в). Если ФМ-сигнал имеет закон изменения фа-

зы ... + + + - - + - ..., то импульсная характеристика согласованного фильтра представляет собой зеркальное отображение этого закона, т. е. ... - + - - + + + ..., где знак «+» соответствует начальной фазе  $0^\circ$ , а знак «-» —  $180^\circ$ . Закон изменения начальной фазы парциальных импульсов обеспечивается инверторами в отводах линии задержки. Ограничиваясь одним периодом непрерывной последовательности ФМ-сигнала, что соответствует одному ФМ-импульсу, получим выходной эффект СФ при действии на его входе (рисунок 7.19,а) ФМ-радиоимпульса с законом изменения фазы + + + - - + -. Тогда инверторы должны стоять в 1, 3 и 4 отводах линии задержки. На рисунке 7.19,г,д показаны сигналы на входах и выходе сумматора. Так как фазы изменяются по закону Баркера, то остатки составляют  $\frac{1}{n}$  от максимума напряжения на выходе, а длительность выходного сигнала  $\tau_{сж} = \frac{\tau_0}{n} = \tau_0$  — длительности парциального импульса (на уровне 0,5 максимума). Оконечный фильтр представляет собой СФ парциального импульса.

Схема корреляционно-фильтровой обработки ФМ-сигнала (рисунок 7.18,б) с обобщенным гетеродином предусматривает модуляцию гетеродинного колебания по тому же закону, что и ожидаемого сигнала. Если входной сигнал и колебания гетеродина (их законы манипуляции) совпадают во времени, то в результате их перемножения в смесителе (умножителе) на его выходе формируется простой (немодулированный по фазе) радиосигнал на промежуточной частоте  $f_{пр} = f_0 - f_r$ . Ширина спектра полученного простого сигнала меньше ширины спектра ФМ-сигнала в  $n$  раз и определяется длительностью простого сигнала. Таким образом, в результате обобщенного гетеродинирования ФМ-сигнала происходит его демодуляция (сжатие спектра сигнала) и перенос с частоты  $f_0$  на промежуточную частоту  $f_{пр}$ . СФ на промчастоте представляет собой узкополосный фильтр с полосой пропускания  $\Pi = \frac{1}{T}$ , где  $T$  — период манипуляции.

## 7.4 Оптимальная обработка сигналов на фоне коррелированных помех

До сих пор в данном разделе оптимизация обнаружения (выявления) сигнала осуществлялась на фоне белого шума. Белый шум является некоррелированным во времени случайным процессом.

Однако в ряде случаев приходится иметь дело с коррелированными помехами. К ним, в частности, относятся активные помехи от одного источника, принимаемые многоканальной антенной решеткой (АР), а также пассивные помехи. Для простоты анализа и наглядности остановимся на двухканальном приеме. Этот пример позволит рассмотреть такие операции, как пространственное и временное накопление сигнала и пространственную компенсацию помехи от внешнего источника.

Для общего случая многоканального приема алгоритмы оптимальной обработки высокочастотных сигналов на фоне помех в комплексной форме записи определяются выражениями (7.21) ... (7.24). При двухканальном приеме в этих алгоритмах необходимо задать модели ожидаемого сигнала  $\bar{X}(t)$  и помехи через комплексную корреляционную матричную функции  $\bar{\Phi}(t, s)$ .

Предположим, что объект находится в дальней зоне и колебания приходят на вход приемных каналов по параллельным направлениям. Элементы антенны разнесены на базу  $d$ . Амплитудные характеристики направленности этих элементов одинаковы, и принятые ими сигналы отличаются только разностью фаз  $\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$ , где  $\theta$  — угловая координата источника помех. Разность фаз является единственным информационным параметром. Для этих условий вектор-столбец комплексных амплитуд сигналов 1-го и 2-го элементов приема представим в виде произведения пространственного  $\bar{X}(\alpha)$  и временного  $\dot{X}(t)$  сомножителей

$$\bar{X}(t, \alpha) = \left\| \begin{matrix} 1 \\ e^{j\alpha} \end{matrix} \right\| \dot{X}(t) = \bar{X}(\alpha) \dot{X}(t). \quad (7.36)$$

Для упрощения записи зададим модель временного сигнала  $\dot{X}(t)$  с полностью известными параметрами ( $b = 1, \beta = 0$ ).

Матрица-функция комплексных амплитуд (комплексная корреляционная матрица - ККМ) помех имеет вид

$$\bar{\Phi}(t, s) = \left\| \begin{matrix} \dot{\Phi}_{11}(t, s) & \dot{\Phi}_{12}(t, s) \\ \dot{\Phi}_{21}(t, s) & \dot{\Phi}_{22}(t, s) \end{matrix} \right\|,$$

где  $\dot{\Phi}_{ij}(t, s)$  — взаимная корреляционная функция комплексных амплитуд помех  $i$ -ого  $\dot{Y}_i(t)$  и  $j$ -ого  $\dot{Y}_j(s)$  элементов антенны. В каждом элементе антенны помеховый фон представляет аддитивную смесь внутренних шумов и помех внешних источников.

При этом спектральная плотность мощности шумов  $N_{01} = N_{02} = N_0$ , а комплексная корреляционная функция описывается выражением вида  $\dot{\Phi}_{11}(t, s) = \dot{\Phi}_{22}(t, s) = N_0 \Delta(t - s)$ . Шумы в каналах антенны некоррелированы, поэтому  $\dot{\Phi}_{12}(t, s) = \dot{\Phi}_{21}(t, s) = M \frac{N_1(t)N_2(t)}{2} = 0$ . Тогда комплексная корреляционная матрица внутренних шумов диагональна и имеет вид

$$\bar{\Phi}_0(t, s) = \bar{I} N_0 \Delta(t - s), \quad (7.37)$$

где  $\bar{I}$  — единичная матрица размера  $2 \times 2$ ;  $\Delta(t - s)$  — корреляционная функция помехи.



Вектор-столбец комплексных амплитуд помех от внешнего источника описывается выражением

$$\bar{Y}(t) = \left\| \frac{1}{e^{j\nu}} \right\| \dot{Y}(t) = \bar{X}(\nu)\dot{Y}_1(t), \quad (7.38)$$

где  $\nu = \frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_1$  — фазовый сдвиг помеховых колебаний в соседних элементах антенны, зависящий от направления  $\theta_1$  на источник помех;  $\bar{X}(\nu)$  — вектор-столбец распределения поля в раскрыве антенны.

Временная структура внешней помехи  $\dot{Y}(t)$  задается в виде стационарного шума с равномерным распределением спектральной плотности мощности (СПМ)  $N_1$  в пределах полосы частот сигнала. При этом корреляционная матричная функция комплексных амплитуд внешней активной маскирующей помехи принимает вид

$$\bar{\Phi}_n(t, s) = M \left[ \frac{\bar{Y}(t)\bar{Y}^{T*}(s)}{2} \right] = N_1 \bar{X}(\nu)\bar{X}^{T*}(\nu)\Delta(t-s). \quad (7.39)$$

Поскольку внутренние шумы и внешние помехи некоррелированы, то результирующая комплексная корреляционная матричная функция определяется суммой их матричных функций:

$$\bar{\Phi}(t, s) = [I + h\bar{X}(\nu)\bar{X}^{T*}(\nu)] \cdot N_0 \cdot \Delta(t-s) \quad (7.40)$$

или

$$\bar{\Phi}(t, s) = \bar{\Phi}(\nu) \cdot N_0 \Delta(t-s), \quad (7.41)$$

где  $h = N_1/N_0$  — отношение СПМ внешней помехи к СПМ внутренних шумов в одном элементе (канале приема) антенны;  $\bar{\Phi}(\nu) = \bar{I} + h\bar{X}(\nu)\bar{X}^{T*}(\nu)$  — пространственная корреляционная матрица помехи.

Найдем матрицу  $\bar{\Phi}^{-1}(\nu)$ , обращенную к матрице  $\bar{\Phi}(\nu)$ . Используя искусственный прием, умножим обе части последнего равенства на  $\bar{\Phi}^{-1}(\nu)$  справа, и получим уравнение

$$\bar{I} = \bar{\Phi}^{-1}(\nu) + h\bar{X}(\nu)\bar{X}^{T*}(\nu)\bar{\Phi}^{-1}(\nu). \quad (7.42)$$

Помножив это уравнение на  $\bar{X}^{T*}(\nu)$  слева, получим

$$\bar{X}^{T*}(\nu) = [\bar{I} + h\bar{X}^{T*}(\nu) \cdot \bar{X}(\nu)] \cdot \bar{X}^{T*}(\nu) \cdot \bar{\Phi}^{-1}(\nu),$$

где  $\bar{X}^{T*}(\nu) \cdot \bar{X}(\nu) = 2$ , а произведение

$$\bar{X}^{T*}(\nu) \cdot \bar{\Phi}^{-1}(\nu) = \frac{1}{1+2h}\bar{X}^{T*}(\nu). \quad (7.43)$$

Проделив замену в правой части (7.42) в соответствии с формулой (7.43), найдем обращенную пространственную корреляционную матрицу помехи

$$\bar{\Phi}^{-1}(\nu) = \bar{I} - \frac{h}{1 + 2h} \bar{X}(\nu) \bar{X}^T(\nu). \quad (7.44)$$

Чтобы найти алгоритм оптимальной обработки принятых колебаний, подставим (7.36) и (7.41) в интегрально-матричное уравнение (7.24), помножим обе части полученного уравнения на  $\bar{\Phi}^{-1}(\nu)$  слева и учтем, что  $\bar{\Phi}^{-1}(\nu) \cdot \bar{\Phi}(\nu) = \bar{I}$  и  $\bar{I} \bar{R}(t, \alpha) = \bar{R}(t, \alpha)$ . В результате получим интегрально-матричное уравнение

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t - s) \bar{R}(s, \alpha) ds = \frac{2}{N_0} \bar{\Phi}^{-1}(\nu) \bar{X}(\alpha) \dot{X}(t).$$

Отсюда найдем вектор-столбец комплексных амплитуд весовых функций  $\bar{R}(t, \alpha)$  в виде произведения

$$\bar{R}(t, \alpha) = \bar{\Phi}^{-1}(\nu) \bar{X}(\alpha) \frac{2\dot{X}(t)}{N_0} = \bar{R}(\alpha) \dot{R}(t), \quad (7.45)$$

где  $\bar{R}(\alpha) = \bar{\Phi}^{-1}(\nu) \bar{X}(\alpha)$  — вектор-столбец, зависящий только от пространственных параметров сигнала и помехи;  $\dot{R}(t)$  — весовая функция, зависящая от время-частотных параметров сигнала через  $\dot{X}(t)$  и шума через  $N_0$  или  $\Phi(t, s)$ . Она определяется интегральным уравнением

$$\int_{-\infty}^{\infty} \Delta(t - s) \cdot \dot{R}(s) ds = \frac{2\dot{X}(t)}{N_0}.$$

Здесь корреляционную функцию  $\Delta(t - s)$  можно заменить на дельта-функцию  $\delta(t - s)$ . Тогда, используя фильтрующее свойство дельта-функции, найдем комплексную весовую функцию

$$\dot{R}(t) = \frac{2\dot{X}(t)}{N_0}. \quad (7.46)$$

Используя (7.45), (7.46), комплексный весовой интеграл (7.21) преобразуем к виду

$$\dot{Z} = \frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}_{\Sigma}(t) \dot{X}^*(t) dt, \quad (7.47)$$

где  $\dot{Y}_{\Sigma}(t)$  — результат пространственной (антенной) обработки, который затем подвергается согласованной временной (корреляционной, фильтровой) обработке

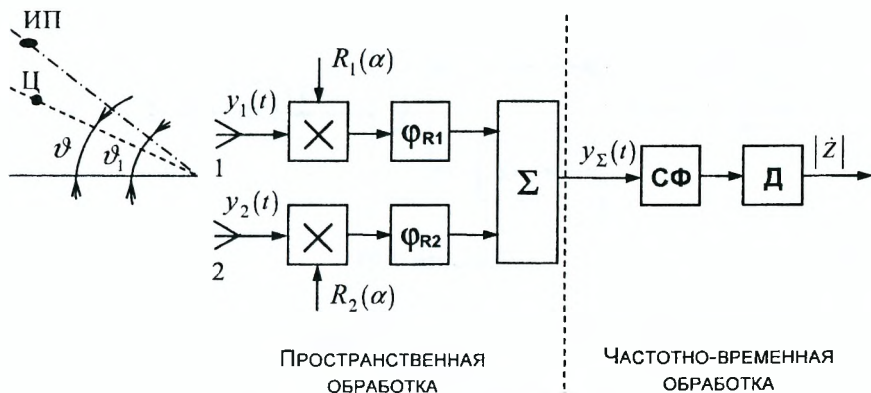


Рисунок 7.20

$$\dot{Y}_\Sigma(t) = \dot{Y}^T(t) \bar{R}^*(\alpha) = \sum_{i=1}^2 \dot{Y}_i(t) \dot{R}_i^*(\alpha). \quad (7.48)$$

Весовые коэффициенты  $\dot{R}_i(\alpha)$  являются составляющими весового вектора.

Операция получения  $\dot{Y}_\Sigma(t)$  предусматривает весовое суммирование (сложение) комплексных амплитуд сигналов, принятых элементами антенны, путем умножения  $\dot{Y}_i(t)$  на  $\dot{R}_i^*(\alpha) = R_i(\alpha)e^{j\varphi_{Ri}}$ . Физический радиосигнал получает при этом сдвиг по фазе на  $\varphi_{Ri}$  и изменяет амплитуду в  $R_i(\alpha)$  раз (рисунок 7.20). Операции умножения на  $R_i(\alpha)$  можно реализовать с помощью управляемого усилителя, а сдвиг по фазе — фазовращателя. На рисунке 7.20 также учтено, что для обнаружения сигналов (как со случайной начальной фазой, так и случайными амплитудой и начальной фазой) достаточной статистикой является модуль  $|\dot{Z}_H| = \frac{|\dot{Z}|}{q}$ . Здесь модульное значение комплексного весового интеграла  $|\dot{Z}|$ , как известно, получают путем детектирования выходных колебаний согласованного фильтра.

Таким образом, для принятых моделей сигнала (7.36) и помех (7.41) при двухканальном (многоканальном) приеме обработка сигнала на фоне коррелированной активной маскирующей помехи *разделяется на пространственную и временную*.

Проанализируем прохождение сигнала и помехи через устройство пространственно-временной обработки. Поскольку операции (7.47) и (7.48) являются линейными, то прохождение сигнала и помехи через устройство пространственно-временной обработки можно рассматривать независимо. Сначала определим выражение для комплексно-сопряженного весового вектора

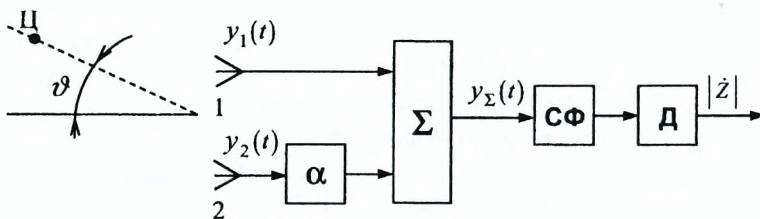


Рисунок 7.21

$$\bar{R}^*(\alpha) = \bar{X}^*(\alpha) - \frac{h}{1+2h} \cdot \bar{X}^*(\nu) \bar{X}^T(\nu) \bar{X}^*(\nu). \quad (7.49)$$

В отсутствие внешней помехи в (7.49) величина  $h = 0$  и вектор-столбец  $\bar{R}(\nu) = \bar{X}(\alpha)$ , т. е. согласован с вектором-столбцом поля ожидаемого сигнала в раскрыве антенны. При этом алгоритм пространственной обработки (7.48) принимает вид

$$\bar{Y}_\Sigma(t) = \bar{Y}^T(t) \cdot \bar{X}^*(\alpha) = \sum_{i=1}^2 \dot{Y}_i(t) \dot{X}_i^*(\alpha). \quad (7.50)$$

Структурная схема согласованной обработки, построенная по алгоритмам (7.47) и (7.50), приведена на рисунке 7.21. В этой схеме согласованная пространственная обработка (7.50) сводится к синфазному суммированию (накоплению) принятых элементами антенны сигналов. При этом параметр обнаружения  $q^2 = q_0^2$  и определяется выражениями (7.47) и (7.50) при замене в (7.50) вектора-строки  $\bar{Y}^T(t)$  на  $\bar{X}^T(t) = \bar{X}^T(\alpha) \cdot \dot{X}(t)$

$$q_0^2 = \bar{X}^T(\alpha) \cdot \bar{X}^*(\alpha) \cdot \frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{X}(t)|^2 dt,$$

где  $\bar{X}^T(\alpha) \cdot \bar{X}^*(\alpha) = 2$ , а  $\frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{X}(t)|^2 dt = q_1^2$  — является параметром обнаружения при согласованном одноканальном приеме. Таким образом, имеем  $q_0^2 = 2q_1^2$ , т. е. в 2 раза (при  $M$  каналов в  $M$  раз) больше, чем при одноканальном приеме.

При одновременном воздействии на вход двухэлементной антенны (рисунок 7.20) сигнала и помехи и пространственно-временной обработке параметр обнаружения  $q^2$  определяется выражением (при замене вектора-строки  $\bar{Y}^T(t)$  на  $\bar{X}^T(t) = \bar{X}^T(\alpha) \cdot \dot{X}(t)$ )

$$q^2 = \left[ \bar{X}^T(\alpha) \cdot \bar{X}^*(\alpha) - \frac{h}{1+2h} \left| \bar{X}^T(\alpha) \bar{X}^*(\nu) \right|^2 \right] \cdot \frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{X}(t)|^2 dt, \quad (7.51)$$

где произведение

$$\frac{\bar{X}^T(\alpha) \cdot \bar{X}^*(\nu)}{2} = e^{j\frac{\nu-\alpha}{2}} \cos\left(\frac{\nu-\alpha}{2}\right) = \hat{F}(\nu, \alpha) \quad (7.52)$$

представляет собой нормированную характеристику направленности антенны из двух слабонаправленных элементов. Параметр обнаружения принимает вид

$$q^2 = q_0^2 \left[ 1 - \frac{2h}{1+2h} \cos^2\left(\frac{\nu-\alpha}{2}\right) \right], \quad (7.53)$$

где  $q_0^2$  — параметр обнаружения в отсутствие внешних помех. Величина в квадратных скобках меньше единицы и поэтому  $q^2 < q_0^2$ . Однако при заметных расхождениях угловых координат источников сигнала и помехи, когда  $\cos^2\left(\frac{\nu-\alpha}{2}\right) \ll 1$ , параметр обнаружения увеличивается.

Рассмотрим прохождение внешних помех через устройство (рисунки 7.20). Для этого заменим в (7.50) комплексную амплитуду принятого колебания  $\dot{Y}^T(t)$  на комплексную амплитуду внешней помехи  $\bar{Y}_1^T(t)$ , обусловленной (7.38), и с учетом (7.49) найдем комплексную амплитуду внешней помехи на выходе сумматора  $\Sigma$  (рисунок 7.20)  $\bar{Y}_{\Sigma 1}(t) = \dot{Y}_1(t) \left[ 1 - \frac{h}{1+2h} \bar{X}^T(\nu) \bar{X}^*(\nu) \right] \left[ \bar{X}^T(\nu) \bar{X}^*(\alpha) \right]$ .

Отсюда имеем

$$\bar{Y}_{\Sigma 1}(t) = \frac{2}{1+2h} \hat{F}^*(\nu, \alpha) \dot{Y}_1(t) \Big|_{h \gg 1} \approx \frac{1}{h} \hat{F}^*(\nu, \alpha) \dot{Y}_1(t), \quad (7.54)$$

что в  $h$  раз меньше комплексной амплитуды внешней помехи на входе. Это означает, что в результате пространственной весовой обработки происходит компенсация внешней коррелированной помехи. Иначе: в диаграмме направленности антенны, приведенной ко входу сумматора  $\Sigma$  (рисунок 7.20), образуется провал в направлении на внешний источник помех.

В заключение рассмотрим другой вид коррелированной помехи — *пассивную маскирующую помеху* — при одноканальном приеме. Пассивная помеха образуется за счет переотражения мешающими отражателями облучающих их колебаний. Мешающими отражателями могут быть местные предметы, гидрометеоры, стаи птиц и пр. Спектральная

плотность мощности  $N(f)$  такой помехи описывается, например, распределением Гаусса, т. е. не постоянна по частоте. Таким образом, пассивная помеха представляет собой *стационарный небелый шум*. Он является аддитивной смесью внутреннего шума приемника и пассивной помехи.

Корреляционная функция  $\varphi(\tau) = \varphi(t - s)$  стационарного небелого шума связана со спектральной плотностью мощности  $N(f)$  преобразованием Фурье  $\varphi(t - s) = \int_{-\infty}^{\infty} N(f) \cos[2\pi f(t - s)] df = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N(f)}{2} e^{j2\pi f(t-s)} df$ .

Подставляя  $\varphi(t - s)$  в интегральное уравнение и используя в правой части преобразование Фурье, получим

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{N(f)}{2} \left[ \int_{-\infty}^{\infty} r(s) e^{-j2\pi f s} ds \right] e^{j2\pi f t} df = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{g}_x(f) e^{j2\pi f t} df, \quad (7.55)$$

где  $\dot{g}_x(f) = \dot{g}(f)$  — спектральная плотность мощности ожидаемого сигнала;  $\int_{-\infty}^{\infty} r(s) e^{-j2\pi f s} ds = \dot{g}_r(f)$  — спектральная плотность весовой функции  $r(s)$ . С учетом введенных обозначений  $\dot{g}_r(f)$  и  $\dot{g}(f)$  из (7.48) имеем

$$\frac{N(f) \cdot \dot{g}_r(f)}{2} = \dot{g}(f) \quad (7.56)$$

или

$$\dot{g}_r(f) = \frac{2\dot{g}(f)}{N(f)}. \quad (7.57)$$

Данное выражение позволяет определить частотную характеристику оптимального фильтра, т. е. фильтра, импульсная характеристика  $v_{\text{опт}}$  которого связана с весовой функцией  $r(t)$  соотношением  $v_{\text{опт}}(t) = Cr(t_0 - t)$ . По аналогии с (7.31) частотная характеристика оптимального фильтра

$$\dot{K}_{\text{опт}}(f) = C_1 \dot{g}_r^*(f) e^{-j2\pi f t_0} = \frac{C_1 \dot{g}^*(f) e^{-j2\pi f t_0}}{N(f)}. \quad (7.58)$$

Это выражение при  $N(f) = \text{const}$  переходит в частотную характеристику согласованного фильтра  $\dot{K}_c(f)$ , обусловленную формулой (7.31), т. е. согласованный фильтр является частным случаем оптимального.

Оптимальный фильтр с частотной характеристикой (7.58) вычисляет весовой интеграл на фоне небелого шума со спектральной плотностью мощности  $N(f)$ .

Чтобы понять физический смысл оптимальной обработки, фильтр с частотной характеристикой (7.58) заменим последовательно соеди-

ненными двумя фильтрами (рисунок 7.22,а) с частотными характеристиками

$$\dot{K}_1(f) = \frac{1}{N(f)} \quad (7.59)$$

и

$$\dot{K}_2(f) = C_1 \dot{g}^*(f) e^{-j2\pi f t_0}. \quad (7.60)$$

Фильтр с частотной характеристикой  $\dot{K}_1(f)$  имеет провалы на частотах, соответствующих гребням СПМ помехи  $N(f)$ , и обеспечивает подавление помехи. Фильтр с частотной характеристикой  $\dot{K}_2(f)$  выполняет согласованную фильтрацию сигнала, преобразованного первым фильтром.

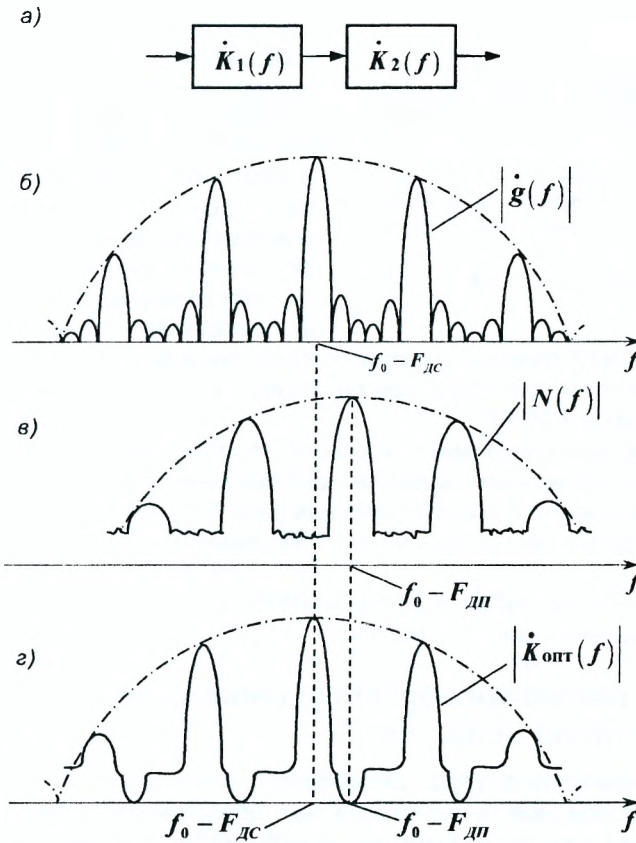


Рисунок 7.22

На рисунке 7.22 иллюстрируется обработка сигнала в соответствии с (7.58) для случая приема когерентной пачки радиоимпульсов на фоне аддитивной смеси внутреннего шума и пассивной помехи. На этом рисунке изображен АЧС сигнала  $|\dot{g}(t)|$  (б), СПМ помехи  $N(f)$  (в) и АЧХ оптимального фильтра  $|K_{\text{опт}}(f)| = \frac{|\dot{g}(f)|}{N(f)}$  (г). Последняя имеет *гребни накопления и провалы подавления*. Гребни накопления совпадают с гребнями АЧС  $|\dot{g}(f)|$  сигнала, а провалы — с гребнями СПМ помехи.

Таким образом, для реализации оптимальной обработки необходимо иметь данные о частоте принятого сигнала  $f_0 \pm F_{\text{дс}}$  и средней частоте помехи  $f_0 \pm F_{\text{дп}}$ .

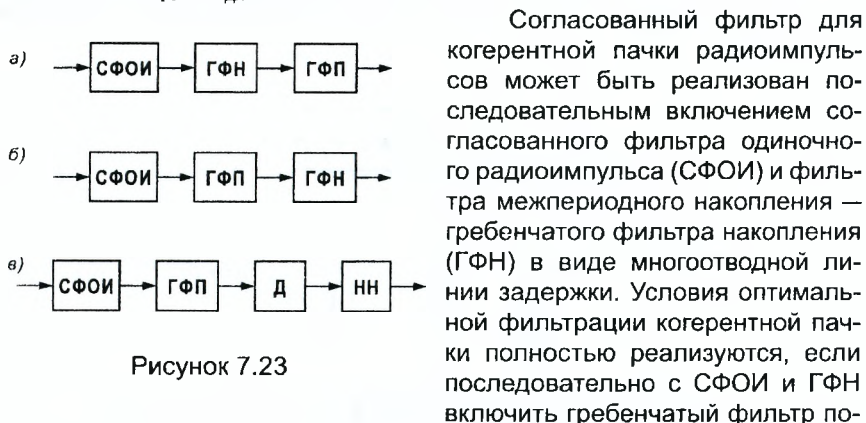


Рисунок 7.23

Согласованный фильтр для когерентной пачки радиоимпульсов может быть реализован последовательным включением согласованного фильтра одиночного радиоимпульса (СФОИ) и фильтра межпериодного накопления — гребенчатого фильтра накопления (ГФН) в виде многоотводной линии задержки. Условия оптимальной фильтрации когерентной пачки полностью реализуются, если последовательно с СФОИ и ГФН включить гребенчатый фильтр подавления (ГФП) гребней спектра помехи (рисунок 7.23,а). При этом в силу линейности этих фильтров порядок их включения может быть изменен (рисунок 7.23,б).

В ряде случаев когерентный межпериодный накопитель с целью упрощения реализации заменяют одноканальным некогерентным (последетекторным) накопителем НН (рисунок 7.23,в). При этом отпадает необходимость в настройке ГФН на требуемую частоту  $f_0 \pm F_{\text{д}}$  сигнала и помехи.

Подробнее и глубже вопросы помехозащиты РЭС рассматриваются в третьей части данного пособия.

## 7.5 Цифровая обработка сигнала во временной и частотной областях

В зависимости от ряда факторов, в том числе и от элементной базы, синтезированные ранее алгоритмы обработки сигналов могут быть реализованы в аналоговой или цифровой форме. В последние годы все большее место в аппаратуре РЭС занимают цифровые устройства. Поэтому кратко изложим принципы цифровой обработки.



Различают цифровую фильтрацию сигналов во временной и частотной областях. К алгоритму синтеза цифрового фильтра во временной области можно подойти из выражения для выходного сигнала аналогового фильтра (7.29). С учетом того, что для практически реализованных фильтров импульсная характеристика  $v(t) = 0$  при  $t < 0$  и заменяя в (7.29) непрерывные переменные времени  $t, s$  номерами дискретных отсчетов  $k, l$ , а операцию интегрирования операцией суммирования, получим

$$\omega_k = \sum_{l=0}^{N-1} y_l v_{k-l} = y_0 v_k + y_1 v_{k-1} + \dots + y_k v_0 \quad (7.61)$$

или

$$\omega_k = \sum_{l=0}^{N-1} v_{k-l} y_l = \sum_{l=0}^{N-1} a_l y_{k-l} \quad (7.62)$$

где  $y_l$  —  $l$ -ая дискрета выходного сигнала;  $v_l = a_l$  — коэффициенты фильтра ( $l$ -ая дискрета импульсной характеристики);  $\omega_k$  —  $k$ -ая дискрета выходного эффекта фильтра.

Выражения (7.61), (7.62) содержат ограниченное число коэффициентов фильтра и слагаемых. Поэтому фильтр, построенный по алгоритму (7.61), называется фильтром с *конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтром) или нерекурсивным (трансверсальным) фильтром*. Такие фильтры реализуются без обратных связей. На рисунке 7.24 изображена структурная схема нерекурсивного цифрового фильтра. Напомним, что коэффициенты  $a_l$ , сохраняемые в запоминающем устройстве (ЗУ), для согласованного фильтра должны быть зеркальными относительно дискретных выборок ожидаемого сигнала. В качестве элементов задержки на  $\Delta t$  используются обычно *регистры сдвига*.

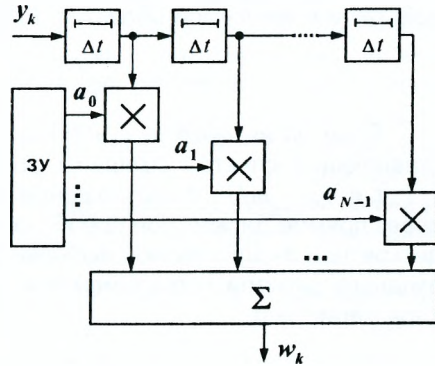


Рисунок 7.24

Возможность реализации цифровых фильтров (рисунок 7.24) определяется необходимой скоростью (требуемым числом операций в единицу времени) и существующей элементной базой. Для получения одного значения выходного сигнала фильтра в соответствии с (7.61) необходимо выполнить  $N$  умножений и  $N - 1 \approx N$  сложений. В реальном

масштабе времени эти операции должны быть закончены до прихода следующей выборки входного сигнала, т. е. за время интервала дискретизации  $\Delta t = 1/\Pi_c$ , где  $\Pi_c$  — ширина спектра сигнала. Тогда будет необходимо  $K_\delta = \frac{2N}{\Delta t} = 2N\Pi_c$  операций за секунду. Для  $N=50$  и  $\Pi_c = 1$  МГц величина  $K_\delta$  составляет 100 млн операций в секунду.

Наряду с нерекурсивными используются *рекурсивные фильтры*, которые имеют бесконечные импульсные характеристики (БИХ-фильтры) и используются с обратными связями. При этом удается повысить длительность накопления сигнала при меньшем объеме памяти фильтра.

При цифровой фильтрации сигнала в *частотной области* связь между входным  $y(t)$  и выходным  $w(t)$  временными сигналами заменяется вычислением спектров входного сигнала  $\dot{g}(f)$  и выходного сигнала  $\dot{g}_{\text{вых}}(f) = \dot{g}(f) \cdot \dot{K}(f)$ , где  $\dot{K}(f)$  — частотная характеристика фильтра.

Оцифрованный сигнал имеет дискретную структуру как во временной, так и в частотной областях. Для дискретных значений спектра

$$\dot{g}_{\text{вых}m} = \dot{g}_m \dot{K}_m, \quad m = 0, 1, \dots, (n-1). \quad (7.63)$$

Если на интервале  $T$  наблюдается  $n$  отсчетов, то дискретные составляющие спектра смещены относительно друг друга на величину  $1/T$ , т. е.  $g_m = m/T$ . В соотношении (7.63) функции  $\dot{g}_m$  и  $\dot{K}_m$  вычисляются через прямое дискретное преобразование Фурье (ДПФ) соответственно дискретной  $n$ -элементной выборки (последовательности)  $y_0, y_1, \dots, y_{n-1}$  входного сигнала и  $n$ -элементной выборки  $v_0, v_1, \dots, v_{n-1}$  импульсной характеристики

$$g_m = \sum_{k=0}^{n-1} y_k e^{-j2\pi \frac{mk}{n}}; \quad (7.64)$$

$$K_m = \sum_{k=0}^{n-1} v_k e^{-j2\pi \frac{mk}{n}}, \quad m = 0, 1, \dots, (n-1). \quad (7.65)$$

Дискретные временные отсчеты выходного напряжения фильтра можно получить через обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ) функции  $\dot{g}_{\text{вых}m}$

$$W_k = \frac{1}{n} \sum_{m=0}^{n-1} \dot{g}_{\text{вых}m} e^{j2\pi \frac{mk}{n}}. \quad (7.66)$$

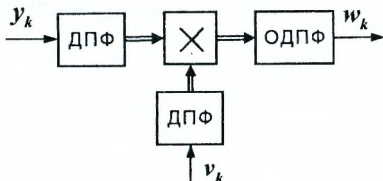


Рисунок 7.25

Операции прямого и обратного дискретного преобразования Фурье, а также перемножения спектров функций  $\dot{g}_m$  и  $K_m$  удобно осуществить программным методом, причем  $K_m$  можно заблаговременно ввести в память процессора.

На основании (7.63)...(7.66) алгоритм цифровой фильтрации реализуется с помощью устройства, схема которого приведена на рисунке 7.25. При вычислении ДПФ и ОДПФ для уменьшения необходимого числа операций используется алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ).

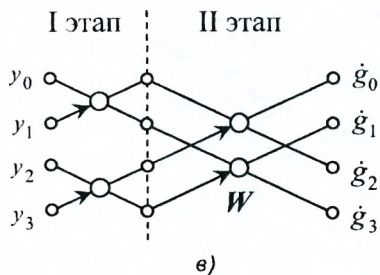
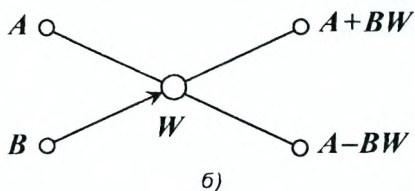
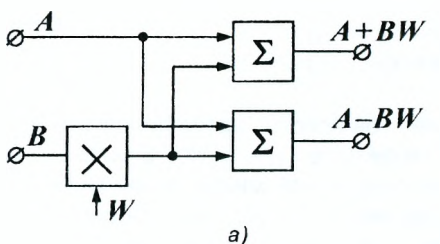


Рисунок 7.26

*Быстрое преобразование Фурье* — это процедура вычисления дискретных преобразований, которая обеспечивает экономию в необходимом числе арифметических операций, особенно наиболее сложных — умножения. Принцип экономии операции сначала поясним на простом примере. Пусть требуется вычислить две величины  $ab + bc$  и  $ab + bc + d$ . Вычисления можно выполнить независимо. Тогда придется проделать четыре операции умножения. Если же эти величины привести к виду  $(a + c)b$  и  $(a + c)b + d$  и при вычислении последней величины учесть результат вычисления  $(a + c)b$ , то можно обойтись одной операцией умножения. Для реализации описанного принципа экономии операций выходную последовательность с  $n$  отсчетами разбивают на более короткие последовательности, ДПФ которых объединяют таким образом, чтобы получить ДПФ выходной последовательности. Можно показать, что при числе отсчетов  $n = 2^p$  ( $p$  — целое число) переход

от прямого ДПФ к БПФ позволяет общее число операций комплексного умножения сократить в  $2n / \log_2 n$  раз. Условие  $n = 2^p$  можно обеспечить, дополняя последовательность выбором нулями.

Рассмотрим пример БПФ, когда входное колебание представлено четырьмя отсчетами  $y_0, y_1, y_2, y_3$  (4-точечное БПФ). Для этого примера в алгоритме (7.64) показательная функция  $e^{-j2\pi\frac{mk}{n}}|_{n=4} = e^{-j\frac{\pi}{2}mk} = W^{mk}$ , где  $W = e^{-j\frac{\pi}{2}}$  — оператор свертки. Можно убедиться, что  $W^0 = 1, W^1 = W, W^2 = -1, W^3 = -W, W^4 = W^0 = 1, W^5 = W^1 = W$  и т. д. В этом случае показательная функция  $W^{mk}$  может быть выражена через  $\pm 1$  и  $\pm W$ . С учетом этого систему уравнений (7.64) приведем к виду

$$\begin{aligned} \dot{g}_0 &= (y_0 + y_2) + (y_1 + y_3), \\ \dot{g}_1 &= (y_0 - y_2) + (y_1 - y_3)W, \\ \dot{g}_2 &= (y_0 + y_2) - (y_1 + y_3), \\ \dot{g}_3 &= (y_0 - y_2) - (y_1 - y_3)W. \end{aligned} \quad (7.67)$$

Видно, что для вычисления спектров используются линейные комбинации  $y_0 \pm y_2$  и  $y_1 \pm y_3$ , а также умножение  $(y_1 - y_3)W$ . Эти комбинации обычно получают с помощью интегральной микросхемы типа «бабочка». Функциональная схема «бабочка» и ее условное обозначение в виде графа приведены на рисунке 7.26,а,б соответственно. Элемент «бабочка» обеспечивает выполнение вычислительных операций (7.67) умножения на  $W$ , сложения и вычитания.

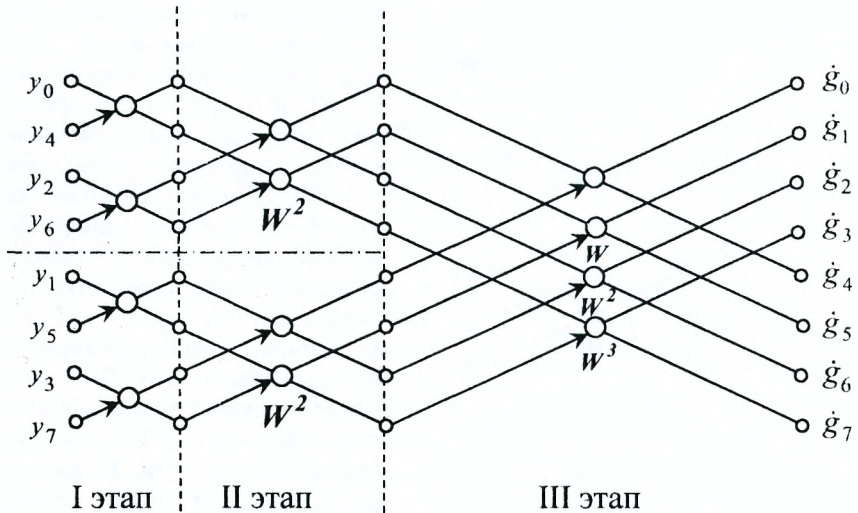


Рисунок 7.27

Соответствующая (7.67) схема 4-точечного БПФ в виде графа приведена на рисунке 7.26,в. В этой схеме вычисления выполняются в два этапа. На первом этапе отдельно вычисляются спектры для разреженных четных  $y_0, y_2$  и нечетных  $y_1, y_3$  последовательностей, а на втором — объединяются спектры смещенных во времени последовательностей. Смещение учитывается оператором свертки  $W$ .

Если выборка состоит из большого числа  $n = 8$  элементов  $y_0, y_1, \dots, y_7$ , то ее можно разбить на две подпоследовательности: четную  $y_0, y_2, y_4$  и  $y_6$  и нечетную  $y_1, y_3, y_5$  и  $y_7$ . Для каждой из этих подпоследовательностей спектры вычисляются с помощью устройства, приведенного на рисунке 7.26,а, а на третьем этапе — объединяются спектры смещенных подпоследовательностей (рисунок 7.27). Для данной схемы оператор свертки  $W = e^{-i\frac{\pi}{4}}$  и число операций умножения в соответствии с  $\frac{2n}{\log_2 n}$  сокращается в 5,3 раза. Преимущество алгоритма БПФ проявляется в простоте реализации при больших размерах выборки  $n$ .

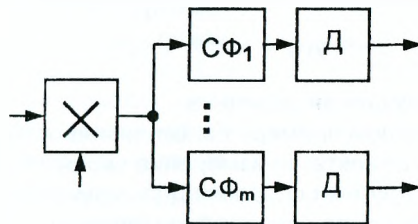


Рисунок 7.28

Устройство с использованием БПФ, изображенное на рисунке 7.26,а, заменяет устройства обработки сигналов с большим числом узкополосных фильтров (рисунок 7.28), которые широко используются для защиты от пассивных помех. Построенные на БПФ согласованные фильтры для ЛЧМ сигналов обеспечивают сжатие в  $10^4$  раз.

## 8 Принципы построения измерителей координат и параметров движения объектов

### 8.1 Основы оптимального измерения параметров сигналов

Одной из основных задач, решаемых информационными РЭС, является измерение (оценка) параметров принимаемых сигналов. Эти параметры характеризуют пространственное положение объекта (дальность, угловые координаты), направление их перемещения, скорость изменения координат и т. д.

Задачу оценки параметров сигнала рассмотрим на примере измерения угловой координаты  $\theta$ .

В задаче измерения параметров принятое колебание содержит аддитивную смесь полезного сигнала  $x(t, \theta)$  и помехи  $n(t)$

$$y(t) = x(t, \theta) + n(t),$$

где параметр  $\theta$  — случайная величина.

Поскольку в данном примере полезная информация заложена в угловой координате  $\theta$  объекта, то измерение сводится к выработке оценки этого параметра  $\hat{\theta}$ . Другими словами: цель измерения состоит в нахождении решающего правила определения (получения) наилучшей из возможных оценок измеряемого параметра  $\theta$ . Для выявления наилучшей оценки необходимо использовать некоторый критерий оптимальности, который приведет к формированию (синтезированию) алгоритма оценивания.

В теории оценивания широкое применение нашел байесовский подход, в соответствии с которым считается, что параметр  $\theta$ , подлежащий измерению, является случайным с известной априорной плотностью вероятности (законом распределения)  $p(\theta)$ . Такое допущение полностью оправдано, так как согласно с физическим представлением угловая координата объекта может принимать какое-либо значение в некотором интервале от  $\theta_{\min}$  до  $\theta_{\max}$ . Поскольку объект может находиться на каком-угодно направлении, целесообразно априорный закон распределения  $p(\theta)$  считать равномерным в заданном секторе углов, т. е.  $p(\theta) = \text{const}$ .

После получения реализации  $y(t)$  сведения о параметре изменяются. Они характеризуются апостериорной (послеопытной) плотностью вероятности  $p(\theta/y)$ . Это условная плотность вероятности распределения параметра  $\theta$  при фиксированном значении реализации  $y(t)$ . Апостериорная плотность вероятности  $p(\theta/y) = p_y(\theta)$  содержит в себе всю

информацию об измеряемом параметре  $\theta$ . Она имеет вид, представленный на рисунке 8.1.

Из рисунка можно сделать вывод, что после приема реализации  $y(t)$  наиболее вероятным является значение  $\theta$ , находящееся в некотором интервале  $\Delta\theta$ , который содержит максимум распределения. Таким образом, используя послеопытную плотности вероятности, можно определить вероятность попадания значения  $\theta$  в заданный интервал. Однако такой способ представления информации об оцениваемом параметре не нашел распространения в информационных системах.

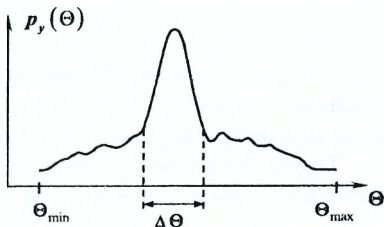


Рисунок 8.1

Получателю информации необходимы конкретные значения параметра  $\hat{\theta}$  и ошибки его измерения.

Будем считать, что измеряемый параметр  $\theta$  за время приема реализации  $y(t)$  не изменяется. Поскольку оценка измеряемого параметра должна быть оптимальной, необходимо задать критерием оптимальности. Из общего критерия минимума среднего риска для задачи измерения вытекает критерий обеспечения минимума условного среднего риска  $r_y(\hat{\theta})$

$$r_y(\hat{\theta}) \rightarrow \min. \quad (8.1)$$

Найдем среднее значение условного среднего риска

$$r_y(\hat{\theta}) = \int_{-\infty}^{\infty} r(\theta, \hat{\theta}) p_y(\theta) d\theta, \quad (8.2)$$

где  $p_y(\theta)$  — апостериорная плотность вероятности параметра  $\theta$ ;  $r(\theta, \hat{\theta})$  — функция стоимости.

Функция стоимости характеризует плату за ошибочное решение. Эта функция задается различными видами зависимостей. Так, например, для радиолокации она может быть представлена в виде дельта-функции (рисунок 8.2,а)

$$r(\theta, \hat{\theta}) = 1 - \delta(\theta, \hat{\theta}). \quad (8.3)$$

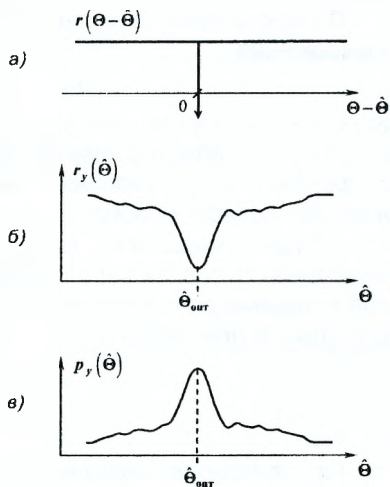


Рисунок 8.2

Для этой простой функции стоимости условный средний риск (8.2) с учетом фильтрующего свойства дельта-функции принимает вид

$$r_y(\hat{\theta}) = 1 - p_y(\hat{\theta}). \quad (8.4)$$

Средний риск имеет минимальное значение при достижении  $\hat{\theta}$  оптимального значения, т. е.  $\hat{\theta} = \hat{\theta}_{\text{опт}}$  (рисунок 8.2,б). При этом апостериорная плотность вероятности имеет максимум (рисунок 8.2,в).

Таким образом, от критерия минимума среднего риска (8.1), согласно с которым оптимальная оценка находится как

$$\hat{\theta}_{\text{опт}} = \arg \min r_y(\hat{\theta}), \quad (8.5)$$

можно перейти к максимуму апостериорной плотности вероятности

$$p_y(\theta) \rightarrow \max. \quad (8.6)$$

Оптимальная оценка параметра при этом определяется из соотношения  $\hat{\theta}_{\text{опт}} = \arg \max p_y(\theta)$  (8.6).

В свою очередь апостериорная плотность вероятности находится из выражения

$$p_y(\theta) = kp(\theta)p(y/\theta), \quad (8.7)$$

где  $p(\theta)$  — априорная плотность вероятности распределения параметра  $\theta$ ;  $p(y/\theta)$  — является функциональной зависимостью от реализации  $y$  при фиксированных значениях параметра  $\theta$ . Эту зависимость называют *функцией правдоподобия*.

На практике широко используется *отношение правдоподобия* как отношение плотности вероятности реализации  $y$  при наличии в ней сигнала с параметром  $\theta$  к плотности вероятности этой же реализации при отсутствии в ней сигнала

$$l_y(\theta) = \frac{p(y/\theta)}{p(y)}. \quad (8.8)$$

При фиксированной выборке  $y$  отношение правдоподобия зависит от параметра  $\theta$ . Поэтому можно связать апостериорную плотность вероятности и отношение правдоподобия

$$p_y(\theta) = kp(\theta)l_y(\theta), \quad (8.9)$$

где  $k$  — коэффициент пропорциональности.

Если предположить, что закон распределения  $p(\theta)$  равномерный, то приходим к выражению

$$p_y(\theta) \equiv l_y(\theta). \quad (8.10)$$



Из этого следует, что оптимальную оценку  $\theta$  можно находить, воспользовавшись критерием максимума отношения правдоподобия

$$l_y(\theta) \rightarrow \max. \quad (8.11)$$

Оптимальная оценка при этом находится в соответствии с алгоритмом  $\hat{\theta}_{\text{опт}} = \arg \max l_y(\theta)$  (8.11).

Известно, что отношение правдоподобия является достаточной статистикой. Поэтому решение задачи измерения (оценки) параметра  $\theta$  сигнала сводится к вычислению отношения правдоподобия (либо любой другой достаточной статистики) и по нему определяется оптимальная оценка этого (или любого другого) параметра сигнала.

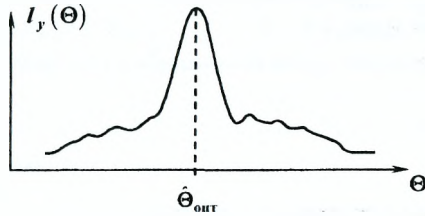


Рисунок 8.3

На рисунке 8.3 показана достаточная статистика  $l_y(\theta)$  и определение оптимального значения параметра  $\theta$  по ее максимальному значению.

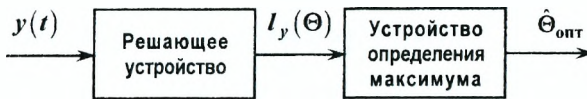


Рисунок 8.4

На рисунке 8.4 представлена упрощенная структурная схема оптимального измерителя угловой координаты.

На практике в качестве достаточной статистики используют не отношение правдоподобия, а монотонно связанную с ним функцию. Это значительно упрощает построение оптимальных как обнаружителей, так и измерителей, поскольку они в своем составе содержат общий элемент, вычисляющий достаточную статистику. После этого вычисленная в обнаружителе достаточная статистика поступает на пороговое устройство, а в измерителе — на устройство определения максимума достаточной статистики.

В случае приема сигналов на фоне белого шума для сигналов со случайной начальной фазой и сигналов со случайными амплитудой и начальной фазой достаточной статистикой является нормированное модульное значение весового интеграла  $|\hat{Z}_H(\theta)|$ .

*Качество измерения* параметров сигнала характеризуют *дисперсией* (среднеквадратическим значением) *ошибки измерения*. Переходя к обобщенному измеряемому параметру  $\alpha$ , установим связь между разрешающей способностью сигнала по параметру  $\Delta\alpha$  и точностью измерения параметра  $\sigma_\alpha^2(\sigma_\alpha)$ .

Как было показано ранее, разрешающая способность по параметру сигнала  $\Delta\alpha$  характеризует возможность РЭС отдельно наблюдать за двумя сигналами по соответствующему параметру  $\alpha$  в случае, если все остальные параметры одинаковые.

Отношение сигнал/шум на входе оптимального приемника РЭС, как известно,  $q^2 = \frac{2\mathcal{E}}{N_0}$ . Тогда в случае измерения одного из параметров сигнала дисперсия ошибки измерения (точность)  $\sigma_\alpha^2$  находится как

$$\sigma_\alpha^2 = \frac{(\Delta\alpha)^2}{q^2} \quad (8.12)$$

или для среднеквадратической ошибки

$$\sigma_\alpha = \frac{\Delta\alpha}{q}. \quad (8.13)$$

В рассматриваемом выше примере

$$\sigma_\theta = \frac{\Delta\theta}{q}. \quad (8.14)$$

Тут мера разрешающей способности  $\Delta\theta$  имеет ясный физический смысл. Она равняется ширине ДН антенны РЭС.

Отметим, что приведенные соотношения (8.12) . . . (8.14) характеризуют так называемые потенциальные возможности сигнала и не учитывают потерь в аппаратуре РЭС.

Рассмотренный метод оптимального оценивания используется для построения измерителей любых параметров сигнала.

## **8.2 Структурные схемы неследящих измерителей параметров сигнала**

Если значение одного измеряемого параметра не меняется на интервале наблюдения  $(0, T_H)$  и на каждом шаге измеритель формирует *текущую оценку*  $\hat{\alpha}_y$  независимо, то такой измеритель является *неследящим (разомкнутым)*.

Сначала рассмотрим раздельное измерение одного параметра сигнала при известных значениях других параметров.

Для определения  $\hat{\alpha}_y$  необходимо вычисление логарифма отношения правдоподобия  $\ln l(\bar{y}/\alpha)$  для непрерывных значений  $\alpha$ . Для когерентного сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой он определяется выражением:

$$\ln l(\bar{y}/\alpha) = \frac{|\dot{Z}(\alpha)|^2}{2q^2(\alpha)} = \frac{|Z_H(\alpha)|^2}{2}. \quad (8.15)$$

При приеме сигнала на фоне некоррелированной стационарной помехи и измерении его неэнергетических параметров (времени запаздывания, частоты, направления приема) параметр обнаружения  $q^2$  не зависит от измеряемого параметра  $\alpha$  и определяется параметром  $\alpha = \alpha_y$ , при котором логарифм отношения правдоподобия (или отношение правдоподобия) принимает максимальное значение, т. е. оценка  $\hat{\alpha}_y$  — это корень уравнения правдоподобия:

$$\frac{\partial |\dot{Z}(\alpha)|^2}{\partial \alpha} = 0 \text{ при } \alpha = \hat{\alpha}_y$$

или

$$\frac{\partial |\dot{Z}(\alpha)|}{\partial \alpha} = 0 \text{ при } \alpha = \hat{\alpha}_y.$$

Таким образом, текущая оценка  $\hat{\alpha}_y$  определяется положением максимума модуля комплексного весового интеграла

$$\hat{\alpha}_y = \arg \max |\dot{Z}(\alpha)|. \quad (8.16)$$

На рисунке 8.5 показаны одноканальный фильтр формирования  $|\dot{Z}(\alpha)|$  для ожидаемых значений времени запаздывания сигнала  $\alpha = t_3$  и положения текущей оценки  $\hat{\alpha}_y = \hat{t}_3$ . При измерении других параметров сигнала статистика  $|\dot{Z}(\alpha)|$  отображается для дискретных значений  $\alpha_i$ . В каждом канале сигнал проходит через согласованный фильтр (СФ) и

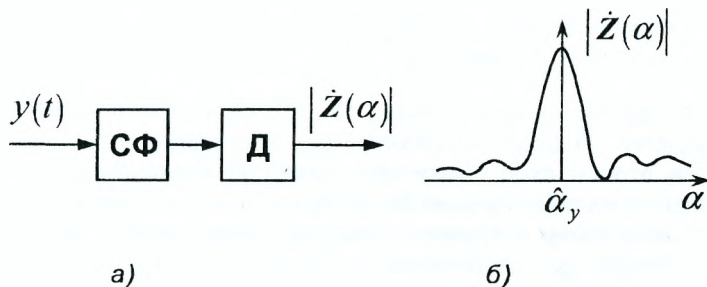


Рисунок 8.5

детектор (Д) (рисунок 8.6,а). Согласованные фильтры настроены на различные частоты(скорости)  $\alpha_i$ , а детектор обеспечивает выделение огибающей. В решающем устройстве (РУ) оценка частоты  $\hat{\alpha}_y$  грубо определяется по номеру канала, на выходе которого напряжение имеет максимальную амплитуду. Для более точного оценивания частоты используются выходные напряжения трех и более частотных каналов, по отсчетам которых строится параболическая кривая. По максимуму этой кривой определяется оценка частоты  $\hat{\alpha}_y$  (рисунок 8.6,б).

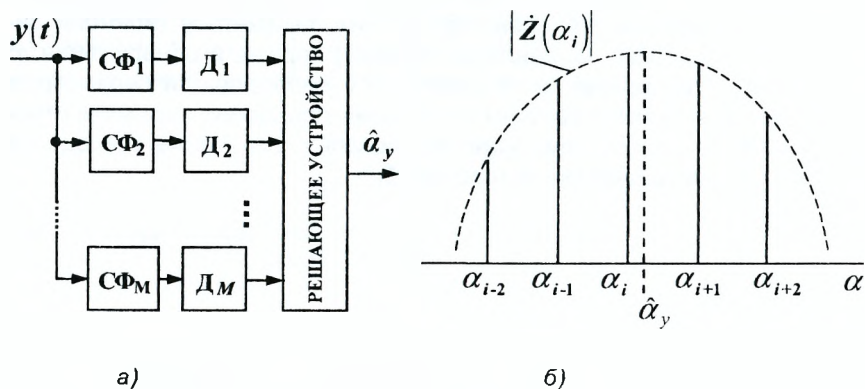
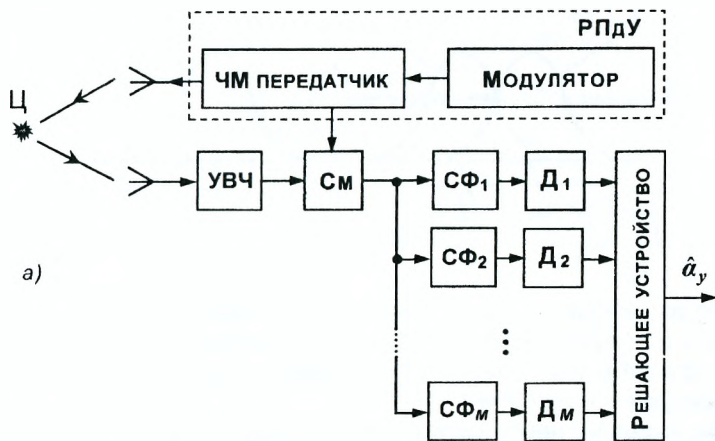


Рисунок 8.6

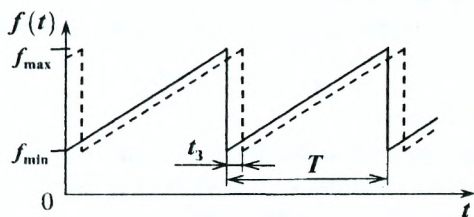
В РЭС с непрерывным частотно-модулированным сигналом при использовании фильтровой обработки схема измерителя дальности, как и на рисунке 8.5, является одноканальной, а при использовании корреляционно-фильтровой обработки — многоканальной (рисунок 8.7,а). Радиопередающее устройство (РПДУ) через частотно-независимую несканирующую антенну излучает непрерывные колебания, мгновенная частота  $f(t)$  которых с периодом  $T$  изменяется по несимметричному пилообразному закону (рисунок 8.7,б, сплошная линия)

$$\begin{aligned} f(t) &= f_{\min} + t \frac{\Delta f}{T} \quad \text{при } 0 \leq t \leq T, \\ f(t+T) &= f(t), \end{aligned}$$

где  $\Delta f$  — девиация частоты сигнала. Часть мощности излучаемого сигнала отводится на вход смесителя (См) в качестве колебаний гетеродина. На второй вход смесителя поступает принимаемый сигнал. Для наглядности рассмотрения будем считать, что объект неподвижен ( $F_d = 0$ ). Тогда закон изменения частоты принимаемого сигнала  $f_c(t)$  через  $t_3 = \frac{r_{об}}{c}$  (где  $r_{об}$  — дальность до объекта;  $c$  — скорость света) повторяет закон изменения частоты излучаемого сигнала (рисунок 8.6,б), т. е.  $f_c(t) = f(t - t_3)$ . При условии, что  $t_3 \ll T$ , на выходе смесителя



а)



б)

в)

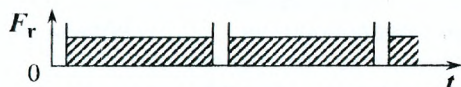


Рисунок 8.7

формируются колебания *разностной частоты*  $F_r$  (рисунок 8.6,а)

$$F_r = f(t) - f(t - t_3) = \frac{\Delta}{T} t_3 = \frac{\Delta f}{T} \cdot \frac{2r_{об}}{c},$$

которая несет в себе информацию о дальности до объекта и поэтому называется частотой дальности  $F_r$ . Измерение дальности до объекта

$$r_{об} = \frac{c}{2} \cdot \frac{T}{\Delta f} F_r \quad (8.17)$$

сводится к измерению частоты  $F_r$ .

Поскольку частота  $F_r$  в зависимости от дальности до объекта может принимать различные значения, выход СМ подключается ко входам М фильтров (спектраллизатору). На основе анализа выходных напряжений фильтров решающее устройство (РУ) формирует текущую оценку  $\hat{\alpha}_y = \hat{F}_{ry}$ . При выполнении условия  $t_3 \ll T$  полоса пропускания  $\Delta F$

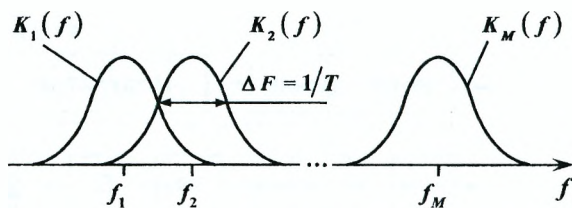


Рисунок 8.8

каждого из набора фильтров (рисунок 8.8) определяется временем когерентного облучения объекта  $F \approx 1/T$ . Измерение скорости объекта может при этом выполняться по разнице отсчетов дальности в соседних периодах повторения  $T$ .

Минимально необходимое число каналов  $M$  обычно выбирают из расчета величины интервала  $(\alpha_{max} - \alpha_{min})$  возможных значений параметра сигнала  $\alpha$  и разрешающей способности  $\Delta\alpha$  РЭС

$$M = \frac{\alpha_{max} - \alpha_{min}}{\Delta\alpha}.$$

На практике число каналов берут больше, чтобы обеспечить необходимое перекрытие каналов и достаточно точное отображение функции  $|Z(\alpha)|$  по ее дискретным значениям  $|Z(\alpha_i)|$ .

Качество неследящих измерителей зависит от остроты пика логарифма отношения правдоподобия  $\ln l(\hat{y}/\alpha)$  вблизи максимума — оценки  $\hat{\alpha}_y$ . Последнее зависит как от сигнала (его АКФ), так и от отношения сигнал/шум и определяется среднеквадратической ошибкой измерения времени запаздывания  $\sigma_\tau$ , частоты  $\sigma_F$  и угловой координаты  $\sigma_\theta$

$$\sigma_\tau = \frac{1}{q\Pi_{эф}}; \quad \sigma_F = \frac{1}{q\tau_{эф}}; \quad \sigma_\theta = \frac{1}{ql_{эфн}},$$

где  $\Pi_{эф}$ ,  $\tau_{эф}$ ,  $l_{эфн}$  — эффективные значения ширины спектра, длительности сигнала и нормированного размера антенны ( $l_{эфн} = \frac{l}{\lambda}$ );  $q = \sqrt{\frac{2\Theta}{N_0}}$  — отношение сигнал/шум.

### 8.3 Дискриминаторные измерители

При наличии априорных данных, заложенных в аппаратной оценке параметра  $\hat{\alpha}_0$ , результирующая оценка  $\hat{\alpha}$  повышенной точности определяется по формуле:

$$\hat{\alpha} = \hat{\alpha}_0 + \frac{\sigma_y^2}{\sigma_y^2} (\hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0), \quad (8.18)$$

где  $\sigma^2$ ,  $\sigma_y^2$  — дисперсии результирующей и текущей оценок  $\alpha$  соответственно.

Разница  $\Delta = \hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0$  называется *невязкой* (сигналом ошибки).

При раздельном определении оценок  $\hat{\alpha}_y$  и  $\hat{\alpha}_0$  алгоритму (8.18) соответствует схема (рисунок 8.9). Результирующая оценка  $\hat{\alpha}$  получается в результате сложения априорной оценки  $\hat{\alpha}_0$  с невязкой ( $\hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0$ ), умноженной на вес  $\sigma^2/\sigma_y^2$ . Невязка обычно вычисляется с помощью *дискриминатора*. Заменяя на рисунке 8.9 сумматор  $\Sigma_1$

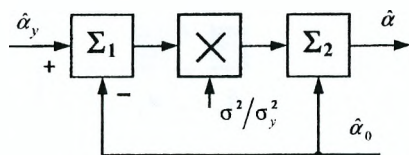


Рисунок 8.9

на дискриминатор, получим схему, представленную на рисунке 8.10, в которой для ее функционирования необходимо иметь опорное (априорное) значение параметра  $\hat{\alpha}_0$ , близкое к истинному значению параметра  $\alpha_c$  (т. е. находящееся в области максимума модульного значения комплексного весового интеграла  $|Z(\alpha)|$ ). Если сигнал ошибки  $\Delta = \hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0$  подать в цепь управления и формировать управляющее действие в виде  $\hat{\alpha}_0$  для дискриминатора, то получим *следящий измеритель* (рисунок 8.10). Изменением  $\hat{\alpha}_0$  ошибка несоответствия ( $\hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0$ ) сводится к нулю. При этом опорное значение  $\hat{\alpha}_0 = \hat{\alpha}_y$  может быть оценкой параметра  $\alpha$ . С изменением  $\alpha(t)$  во времени опорное значение  $\hat{\alpha}(t)$  будет следить за ним.

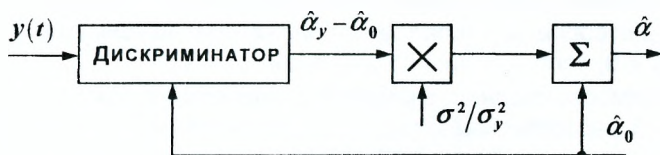
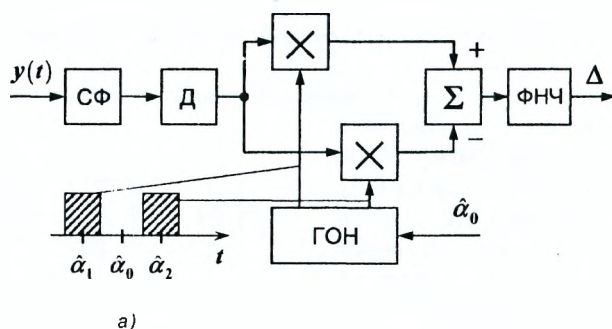


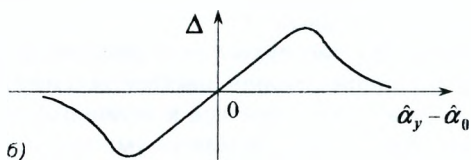
Рисунок 8.10

Полученные алгоритмы и схемы можно использовать для измерения конкретных параметров сигнала:  $t_3$ ,  $F_D$ ,  $\theta$ .

Пример аналогового варианта реализации *временного дискриминатора* амплитудного типа приведен на рисунке 8.11,а. На выходе детектора Д обеспечивается формирование  $|Z(\alpha)|$  при произвольном значении запаздывания сигнала  $\alpha = t_3$ . Для выделения  $|Z(\alpha_1)|$  и  $|Z(\alpha_2)|$  используются два коротких импульса, называемых стробами. Они формируются генератором опорного напряжения (ГОН). Один из стробов подается на верхний умножитель X (каскад совпадения), другой — на нижний. Выходные сигналы умножителей поступают на сумматор  $\Sigma$  и фильтр нижних частот (ФНЧ). Реально ФНЧ представляет собой



а)



б)

Рисунок 8.11

цепь разряда-заряда конденсатора, что позволяет преобразовать простробированные импульсные сигналы  $|Z(\hat{\alpha}_1)|$  и  $|Z(\hat{\alpha}_2)|$  в постоянное напряжение  $\Delta$ . Величина и знак  $\Delta$  (степень заряда и разряда) определяются отношением простробированных сигналов  $|Z(\hat{\alpha}_1)|$  и  $|Z(\hat{\alpha}_2)|$ :  $\Delta = 0$ , если центр стробов  $\hat{\alpha}_0$  совпадает с положением максимума  $|Z(\hat{\alpha})|$ , т. е.  $\hat{\alpha}_y = \hat{\alpha}_0$ ;  $\Delta < 0$ , если  $\hat{\alpha}_y < \hat{\alpha}_0$  и  $\Delta > 0$ , если  $\hat{\alpha}_y > \hat{\alpha}_0$ .

Зависимость среднего значения выходного напряжения дискриминатора  $\Delta$  от рассогласования  $(\hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0)$  называется *дискриминаторной характеристикой* (рисунок 8.12,б). При условии воздействия на вход дискриминатора только сигнала вид этой характеристики определяется производной нормированной функции рассогласования АКФ сигнала  $\rho'(\tau, 0)$ .

*Частотный дискриминатор* с фазовым детектированием показан на рисунке 8.12,а. На фазовый детектор поступают напряжения с выходов двух фильтровых каналов, рассчитанных на спектральные плотности  $G_0(f)$  и  $dG_0(f)/df$ . На вход этих фильтров поступают колебания с выхода смесителя См, на входы которого подаются принимаемые колебания  $y(t)$  и колебания генератора опорных напряжений (ГОН) частоты настройки  $f_0$ . Этому частотному дискриминатору соответствует дискриминаторная характеристика (пунктирная кривая), приведенная на рисунке 8.12,б, на котором иллюстрируется случай действительных спектральных плотностей  $G_0(f)$  и  $dG_0(f)/df$ .



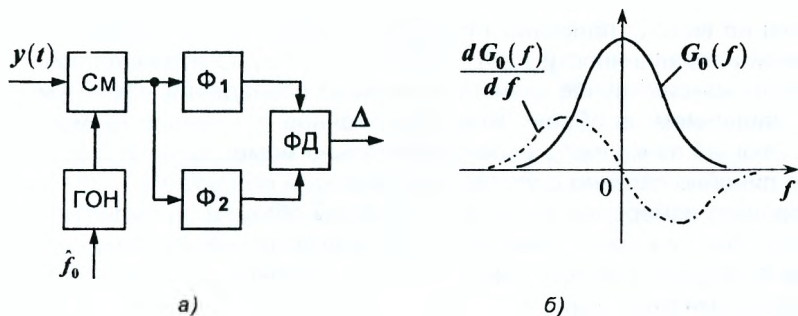


Рисунок 8.12

Далее остановимся на *измерении угловых координат*. При одноканальном приеме измерение угловой координаты основано на использовании сканирования пространства ДН антенны с постоянной угловой скоростью  $\Omega_A$  (рисунок 8.13,а). Для определенности допустим, что сканирование осуществляется в одной плоскости, а зондирующий сигнал представляет собой непрерывную периодическую последовательность некогерентных радиоимпульсов (рисунок 8.13,б). На излучение и прием используется одна и та же антенна с симметричной ДН  $F(\theta)$ , узкой в плоскости измерения угловой координаты и широкой в перпендикулярной плоскости. За время распространения сигнала до объекта и обратно ДН смещается на малый угол, которым пренебрегаем.

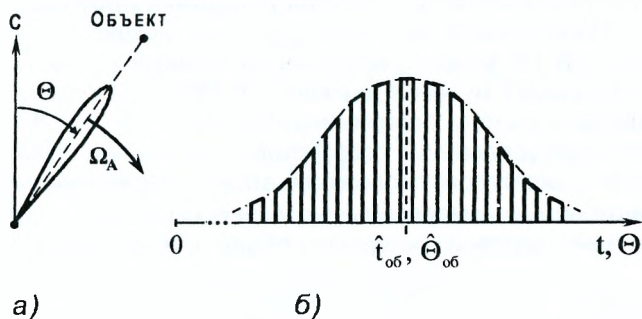


Рисунок 8.13

Сигнал от объекта приходит на вход приемника, когда ДН пересекает направление на объект. На выходе приемника формируется пачка видеоимпульсов (рисунок 8.13,б) длительностью, равной времени облучения объекта  $t_{обл} = \Delta\theta/\Omega_A$ , где  $\Delta\theta$  — ширина ДН. Если за время облучения  $t_{обл}$  эффективная площадь объекта  $\sigma_{об} = const$ , форма огибающей

пачки на выходе приемника определяется результирующей характеристикой направленности  $F_p(\theta) = F^2(\theta) = F^2(\Omega_A t)$ . Огибающая пачки принимает максимальное значение в момент совпадения максимума ДН с направлением на объект. Иначе, временное положение  $t_{об}$  максимума огибающей пачки импульсов относительно момента начала сканирования линейно связано с угловой координатой объекта  $\theta_{об} = \Omega_A \cdot t_{об}$ . Это позволяет измерение угловой координаты объекта одноканальным методом свести к измерению времени запаздывания максимума огибающей выходного сигнала приемника относительно начала сканирования известными методами

$$\hat{\theta}_{об} = \Omega_A \cdot \hat{t}_{об}.$$

Отметим, что это положение строго вытекает из статистической теории оптимальной обработки пачки радиоимпульсов и измерения их параметров. На практике определение максимума огибающей (направление на объект) часто сводится к определению середины отметки от объекта на экране индикатора. Наряду с этим в РЛС сопровождения широко используются угловые дискриминаторы.

Если дальность до объекта измерена, тогда огибающую пачки импульсов заданного объекта можно выделить с помощью пикового детектора после стробирования по дальности. Стробы дальности формируются ГОН следящей системы по дальности (ССД). Выходное напряжение пикового детектора далее поступает на дискриминатор угла, где ГОН формирует стробы по углу. Угловой дискриминатор по принципу действия и построения аналогичен дискриминатору дальности (рисунок 8.11). Направление на объект с датчика углового положения ДН отсчитывается в тот момент, когда сигнал ошибки на выходе дискриминатора принимает нулевое значение. В РЛС с секторным обзором сигнал ошибки с выхода дискриминатора угла (рисунок 8.13) обычно используется для управления разворотом антенны так, чтобы нуль дискриминаторной характеристики совмещался с направлением на объект.

Рассмотренный измеритель (рисунок 8.13) обеспечивает измерение только одной угловой координаты объекта. Для одновременного измерения двух угловых координат объекта в РЛС должно быть два приемных канала и две ДН, которые должны сканировать в двух взаимно ортогональных плоскостях. В то же время в РЛС с коническим обзором (сканированием) пространства одновременное измерение двух угловых координат можно обеспечить с помощью одного приемного канала и одной ДН (рисунок 8.14,б).

Структурная схема системы сопровождения объекта по угловым координатам типовой РЛС с коническим сканированием ДН приведена на рисунке 8.14,в. Вращение ДН (облучателя или зеркала) осуществляется двигателем сканирования. На ось вращения этого двигателя на-

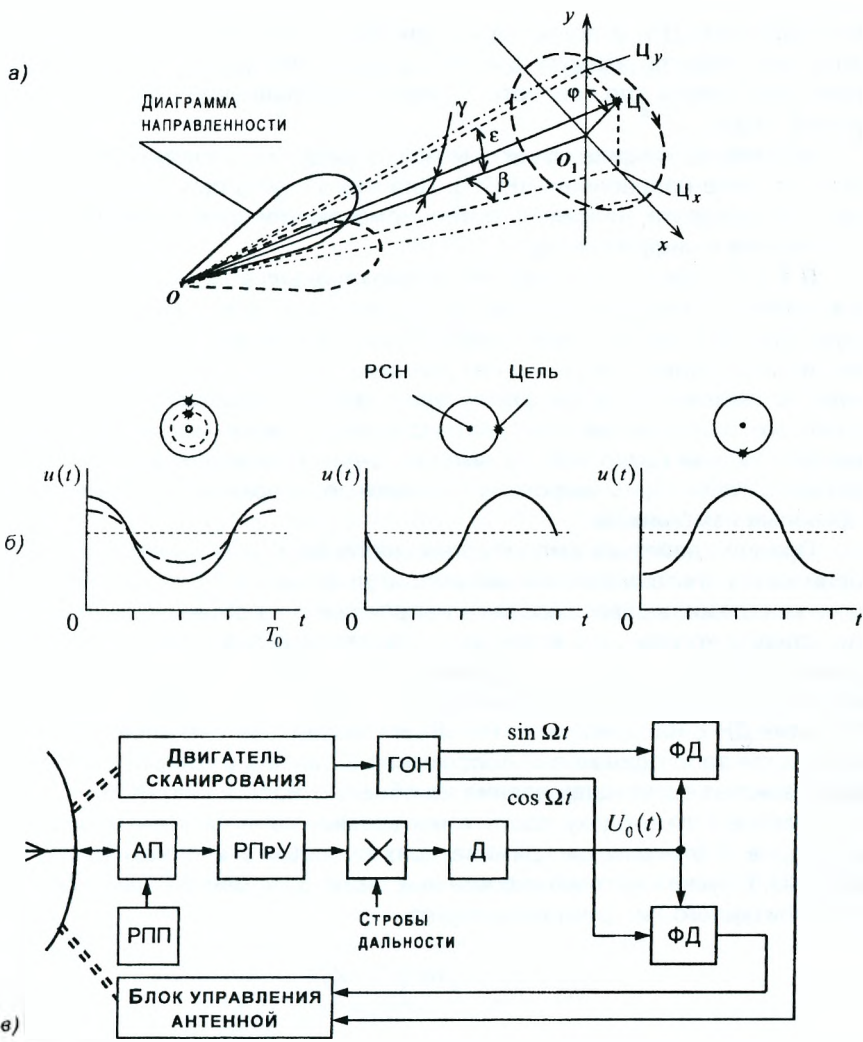


Рисунок 8.14

сажен ротор двухфазного ГОН, который формирует для ФД опорные колебания  $u_{\beta}(t)$  и  $u_{\epsilon}(t)$ . Принятые колебания преобразуются и усиливаются в приемнике (РПРУ), а затем стробируются по дальности и поступают на вход детектора Д. С помощью детектора выделяется переменная составляющая напряжения огибающей, обусловленная коническим

сканированием ДН, и подается на два ФД. С выходов ФД снимаются сигналы ошибок по азимуту  $\beta$  и углу места  $\varepsilon$ , которые используются в блоке управления для поворота антенны в направлении на объект (рисунк 8.14,а).

Угловое положение объекта можно определить по положению равносигнального направления (РСН). Для этого нужно использовать датчики угла поворота, например, потенциометры или преобразователи угла поворота в цифровой код.

В РЭС широко используются *многоканальные (моноимпульсные) измерители* угловых координат. В моноимпульсных измерителях информация об угловых координатах объекта извлекается путем сравнения сигналов, принятых разными каналами в один и тот же момент времени, по амплитуде, фазе, амплитуде и фазе совместно. В зависимости от того, по какому параметру производится сравнение, многоканальные измерители разделяют на *амплитудные, фазовые и амплитудно-фазовые*. Рассмотрим широко используемые на практике амплитудные и фазовые измерители.

Принцип действия амплитудных многоканальных измерителей основан на использовании отличий амплитуд сигналов, принятых различными каналами, в зависимости от направления на объект. Для измерения угловой координаты в одной плоскости используются два канала приема с двумя антеннами с общим фазовым центром и смещенными на угол  $\theta_{\text{см}}$  диаграммами направленности  $F_1(\theta)$  и  $F_2(\theta)$ . При совпадении РСН этих ДН с направлением на объект амплитуды сигналов на выходе двух каналов одинаковы. Абсолютная величина разности амплитуд характеризует сдвиг направления на объект относительно РСН.

Используя методику построения временных и частотных дискриминаторов, в угловых дискриминаторах опорным значением угла служит РСН. Опуская математические выкладки, запишем алгоритм синтеза амплитудного дискриминатора угла

$$\hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}_0 = k \frac{\text{Re} \{ \dot{Z}_{\Delta} \cdot \dot{Z}_{\Sigma}^* \}}{|\dot{Z}_{\Sigma}|^2}, \quad (8.19)$$

где  $k = \frac{|x'(\hat{\alpha}_0)|}{x''(\hat{\alpha}_0)}$  — постоянный коэффициент, зависящий от вида ожидаемого сигнала  $\dot{X}(\alpha)$ , примем  $k = 1$ ;

$\dot{Z}_{\Sigma, \Delta} = \dot{Z}_1 \pm \dot{Z}_2 = \frac{1}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} [\dot{Y}_2(t) \pm \dot{Y}_1(t)] \dot{X}^*(t) dt$  — сумматорный и разностный комплексные весовые интегралы.

Для обработки сигналов в многоканальных измерителях (как амплитудных, так и фазовых) используется *суммарно-разностное* преобразование сигналов. В качестве примера на рисунке 8.15 приведена структурная схема *амплитудного углового измерителя с суммарно-*

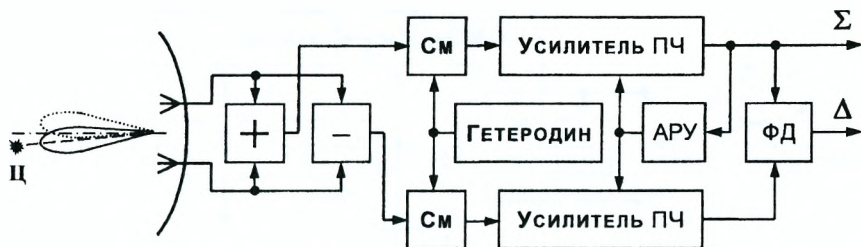


Рисунок 8.15

разностной обработкой принятых колебаний. Вычисление комплексных интегралов  $\dot{Z}_\Sigma$  и  $\dot{Z}_\Delta$  осуществляется корреляционно-фильтровым методом в каналах суммарного и разностного сигналов. В каждом из этих каналов путем гетеродинирования принятые колебания переносятся на промежуточную  $f_{пр}$  частоту. В УПЧ производится согласованная фильтрация сигналов. Операция деления реализуется с помощью схемы АРУ суммарного канала, которая одновременно управляет усилением обоих каналов. Амплитуда выходного напряжения канала суммарного сигнала поддерживается постоянной, равной, например, единице. Для этого канала коэффициент усиления  $k_\Sigma = 1/|\dot{Z}_\Sigma|$ , а комплексная амплитуда выходного напряжения  $\dot{U}_\Sigma(t) = \dot{Z}_\Sigma/|\dot{Z}_\Sigma|$ . Поскольку АРУ одновременно управляет и каналом разностного сигнала, на его выходе  $\dot{U}_\Delta = \dot{Z}_\Delta/|\dot{Z}_\Sigma|$ . Операция умножения выходных напряжений каналов, вычисление реальной части произведения двух комплексносопряженных амплитуд и формирование выходного напряжения дискриминатора непосредственно реализуется с помощью ФД.

Таким образом, напряжение на выходе ФД пропорционально отношению амплитуд разностного и суммарного каналов, которое, в свою очередь, является функцией углового направления на источник отраженного (излученного, переотраженного) колебания. Кроме того, использование суммарно-разностной обработки позволяет ослабить влияние неидентичностей каналов по сравнению с обработкой принятых колебаний  $\dot{Y}_{1,2}$  порознь.

Принцип действия *фазовых угловых измерителей* основан на использовании фазовых различий сигналов, принятых на две антенны с *разнесенными фазовыми центрами*. Алгоритм синтеза двухканального фазового измерителя угла с сумматорно-разностной обработкой сигнала имеет вид (при  $\hat{\alpha}_0 = 0$ )

$$\hat{\alpha}_y = \frac{\text{Re} \{-j\dot{Z}_\Delta \cdot \dot{Z}_\Sigma^*\}}{|\dot{Z}_\Sigma|^2}.$$

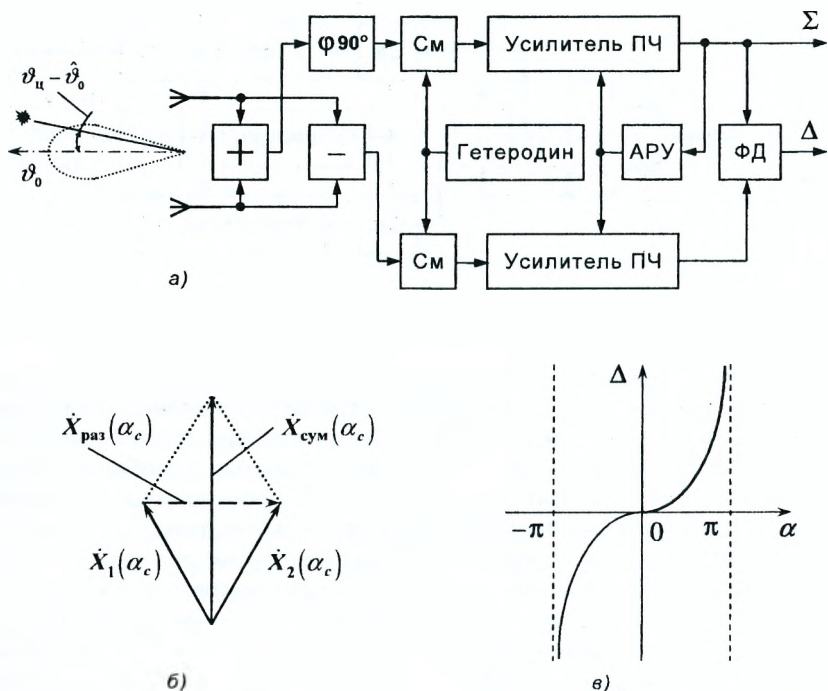


Рисунок 8.16

Этот алгоритм отличается от алгоритма (8.19) при  $k = 1$  только множителем  $(-j)$ , который указывает на необходимость сдвига по фазе на  $90^\circ$  в одном из каналов вычисления  $Z_\Sigma$  или  $Z_\Delta$ . Поэтому схема двухканального фазового измерителя с суммарно-разностной обработкой (рисунок 8.16,а) отличается от аналогичной схемы амплитудного измерителя угла лишь антенной и дополнительным фазовращателем. Необходимость введения фазовращателя на  $90^\circ$  поясняется с помощью векторной диаграммы при действии на входе измерителя только сигналов  $\dot{X}_1(\alpha_c)$  и  $\dot{X}_2(\alpha_c)$ , смещенных по фазе на  $\alpha_c$  (рисунок 8.16,б). Суммарный  $\dot{X}_\Sigma(\alpha_c)$  и разностный  $\dot{X}_\Delta(\alpha_c)$  векторы смещены по фазе на угол  $90^\circ$ , который и компенсируется фазовращателем. В результате вектор суммарного сигнала, сдвинутый на  $90^\circ$   $\dot{X}_{\Sigma\perp}(\alpha_c)$  (на рисунке 8.16,б не показан), и не сдвинутый  $\dot{X}_\Delta(\alpha_c)$ , как и в амплитудном пеленгаторе находятся либо в фазе, либо в противофазе в зависимости от направления приема сигнала. Далее работа схем измерителей (рисунок 8.15 и рисунок 8.16) одинакова.

Сигнал рассогласования  $\Delta$  на выходе ФД (рисунок 8.16,а) в отсутствие шумов определяется выражением

$$\Delta = k_1 \gamma \cos \varphi \cdot \operatorname{tg} \frac{\alpha_c}{2},$$

из которого видно, что зависимость  $\Delta$  от фазового сдвига  $\alpha_c$  имеет вид дискриминаторной характеристики (ДХ) (рисунок 8.16,в). Неидентичности каналов суммарного и разностного сигналов по амплитуде  $\gamma$  и фазе  $\varphi$  не влияют на положение нуля ДХ и могут привести лишь к изменению крутизны последней. Чтобы избежать неоднозначности измерения, появляющейся из-за периодичности функции  $\operatorname{tg} \frac{\alpha_c}{2}$ , ширину ДН выбирают такой, что ноль ДХ существует только для одного направления.

## 8.4 Основы построения следящих измерителей изменяющихся параметров сигнала

При измерении *изменяющихся параметров* необходимо составить модели дискретного изменения параметров в виде стохастического уравнения, которое связывает дискретные значения векторного параметра  $\bar{\alpha}_k$  в разные моменты времени. Оно имеет вид

$$\bar{\alpha}_{k+1} = \bar{b}_k(\bar{\alpha}_k) + \mu_k, \quad (8.20)$$

где  $\bar{\alpha}_{k+1}$  — вектор-столбец параметра в момент  $t_{k+1}$ . Он включает неслучайную (детерминированную)  $\bar{b}_k(\bar{\alpha}_k)$  и случайную  $\mu_k$  составляющие. Составляющая  $\bar{b}_k(\bar{\alpha}_k)$  функционально связана с предыдущим значением  $\bar{\alpha}_k$  параметра. Индекс  $k$  при функции  $\bar{b}_k(\bar{\alpha}_k)$  свидетельствует о возможной нестационарности преобразования, связанной с изменением функции от момента к моменту. Составляющая  $\mu_k$  модели учитывает случайные изменения, обусловленные маневром цели и другими факторами. Если составляющие  $\mu_{ki}$  распределены по гауссовскому закону с нулевым средним, а последовательность векторов  $\bar{\alpha}_{k+1}$  ( $k = 0, 1, 2, \dots$ ) считается марковской, то при условии линейности функции  $\bar{b}_k(\bar{\alpha}_k)$  в интервале между изменениями модель является *гауссовско-марковской*.

Обобщенная схема формирования модели (8.20) изображена на рисунке 8.17 сплошными линиями. В этой схеме значения параметра  $\bar{\alpha}_k$  для предыдущего момента получается после задержки  $\bar{\alpha}_{k+1}$  на интервал измерения  $\Delta t_k$ . Полученный параметр  $\bar{\alpha}_k$  преобразуется в  $\bar{b}_k(\bar{\alpha}_k)$  и суммируется со случайным вектором  $\bar{\mu}_k$ . В результате формируется вектор  $\bar{\alpha}_{k+1}$ . В схеме на рисунке 8.17 случайный вектор  $\mu_k$ , в свою очередь, формируется с помощью многомерного датчика случайных чисел (ДСЧ) с нулевым матожиданием и единичной дисперсией. Выходные напряжения ДСЧ образуют вектор  $\bar{\mu}_{ok}$  с единичной корреляционной матрицей  $M \{ \bar{\mu}_{ok} \bar{\mu}_{ok}^T \} = \bar{I}$ .

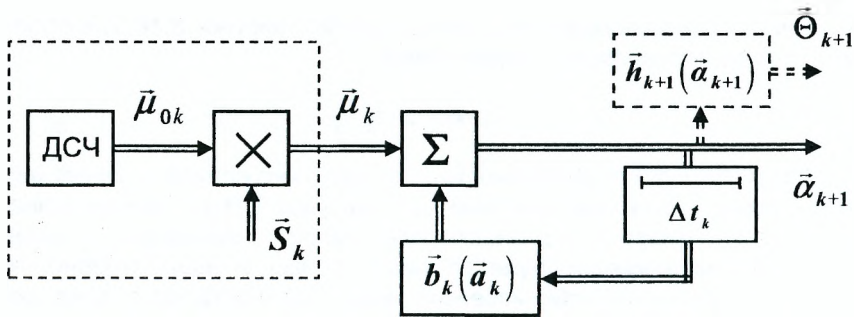


Рисунок 8.17

Вектор  $\bar{\mu}_{0k}$  линейно преобразуется  $\bar{S}_k$  в вектор  $\bar{\mu}_k = \bar{S}_k \bar{\mu}_{0k}$ . При этом корреляционная матрица маневра (матрица обновления данных)

$$\bar{Q}_k = M\{\bar{\mu}_k \bar{\mu}_k^T\} = \bar{S}_k M\{\bar{\mu}_k \bar{\mu}_k^T\} \bar{S}_k^T = \bar{S}_k \bar{S}_k^T.$$

С помощью матрицы  $\bar{S}_k$  можно учесть вид и степень маневра, возможную связь между отдельными составляющими  $\bar{\mu}_k$ . Равенство  $\bar{Q}_k = 0$  соответствует отсутствию маневра. При  $\bar{Q}_k \neq 0$  модель (8.20) является *стохастической*. Индексы  $k$  матриц  $\bar{Q}_k$  и  $\bar{S}_k$  учитывают возможную нестационарность маневрирования во времени.

Вектор  $\bar{\alpha}_{k+1}$  (иначе *вектор состояния*) модели (8.20) содержит информацию о состоянии цели и формируется в удобном для потребителя виде. Если потребителю выдаются результаты непосредственных измерений РЛС *вектора наблюдаемых параметров*  $\bar{\theta}$ , то  $\bar{\alpha} = \bar{\theta}$  и измерение называется *прямым*. Если, например, в РЛС наблюдаются полярные координаты цели (вектор  $\bar{\theta}$  включает дальность  $r$ , азимут  $\beta$  и угол места  $\varepsilon$ ), а потребителю выдаются декартовы координаты (вектор  $\bar{\alpha}$  включает  $x$ ,  $y$ , и  $z$ ), то измерение называется *косвенным*. При этом векторы  $\bar{\theta}$  и  $\bar{\alpha}$  связаны детерминированной зависимостью  $\bar{\theta}_k = \bar{h}_k(\bar{\alpha}_k)$ . Переход от вектора состояния  $\bar{\alpha}_{k+1}$  к вектору наблюдения параметров  $\bar{\theta}_{k+1}$  на рисунке 8.17 показан пунктирной линией.

Проиллюстрируем принцип построения модели на примерах.

Пусть цель приближается к РЛС с постоянной радиальной скоростью. В импульсной РЛС в дискретные моменты  $t_k$  измеряются дальности  $\alpha_k^{(1)}$  и радиальные скорости  $\alpha_k^{(2)} = const$ , которые и образуют вектор состояния  $\bar{\alpha}_k = \|\alpha_k^{(1)} \alpha_k^{(2)}\|^T$  (случай прямого дискретного измерения).



В отсутствие маневра ( $\bar{\mu} = 0$ ) характер изменения параметров можно задать в виде системы из 2-х уравнений

$$\begin{cases} \alpha_{k+1}^{(1)} = \alpha_k^{(1)} - \alpha_k^{(2)} \cdot \Delta t_k, \\ \alpha_{k+1}^{(2)} = \alpha_k^{(2)}, \end{cases}$$

или в виде одного векторно-матричного уравнения

$$\bar{\alpha}_{k+1} = \begin{vmatrix} \alpha_k^{(1)} - \alpha_k^{(2)} \Delta t_k \\ \alpha_k^{(2)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & -\Delta t_k \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \alpha_k^{(1)} \\ \alpha_k^{(2)} \end{vmatrix} = \bar{B}_k \bar{\alpha}_k. \quad (8.21)$$

Для этого случая в модели (8.20) векторная функция  $\bar{b}_k(\bar{\alpha}_k) = \bar{B}_k \cdot \bar{\alpha}_k$ , где

$$\bar{B}_k = \begin{vmatrix} 1 & -\Delta t_k \\ 0 & 1 \end{vmatrix} - \quad (8.22)$$

динамическая матрица преобразования вектора состояния с  $k$ -го момента  $t_k$  на  $(k + 1)$  момент. При  $\Delta t_k = const$  матрица  $\bar{B}_k = \bar{B}$  и не зависит от  $k$ . Зависимости  $\bar{\alpha}_k^{(1)}$  и  $\bar{\alpha}_k^{(2)}$  от  $k$  (момента  $t_k$ ) показаны на рисунке 8.18 при начальном условии  $\alpha_0^{(1)} = r_0$ .

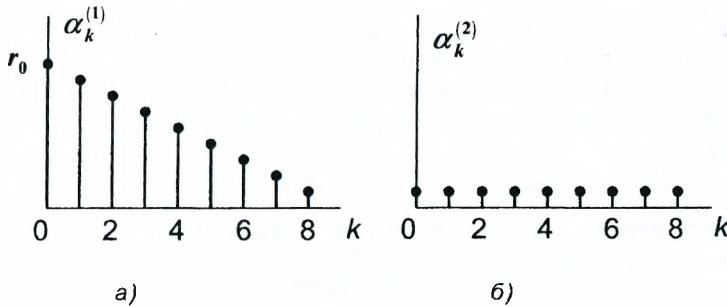


Рисунок 8.18

Допустим, что при маневре ( $\bar{\mu} \neq 0$ ) радиальная скорость  $\alpha_k^{(2)}$  (из-за случайных ускорений) получает случайное увеличение  $\mu_k$ , т. е.

$$\bar{\alpha}_{k+1} = \begin{vmatrix} 1 & -\Delta t_k \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \alpha_k^{(1)} \\ \alpha_k^{(2)} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ \mu_k \end{vmatrix}$$

Эта модель имеет как регулярную, так и случайную составляющие.

Найдем алгоритм и синтезируем структурные схемы *квазилинейной фильтрации линейных оценок*. При этом допускаем, что независимые измерения имеют гауссовское распределение. Если модель преобразования параметров линейная, то и прогнозируемая условная плотность распределения также имеет гауссовский характер. Для упрощения алгоритмов фильтрации оценок модель (8.20) линеаризуем.

Линеаризация обосновывается реальными допущениями о том, что текущие оценки  $\hat{\alpha}_y$  параметров получаются достаточно часто и точно, вблизи  $\hat{\alpha}_k$  неслучайную составляющую  $\bar{b}_k(\hat{\alpha}_k)$  модели (8.20) можно представить двумя первыми членами разложения в ряд Тейлора

$$\bar{b}_k(\bar{\alpha}_k) \approx \bar{b}_k(\hat{\alpha}_k) + \bar{B}_k(\bar{\alpha}_k - \hat{\alpha}_k) = \bar{b}_k(\hat{\alpha}_k) + \bar{B}_k \bar{\varepsilon}_k, \quad (8.23)$$

где  $\bar{\varepsilon}_k = \bar{\alpha}_k - \hat{\alpha}_k$  — ошибка измерения на  $k$ -ый момент;

$\bar{B}_k = \left\| \frac{\partial \bar{b}_k^{(i)}(\hat{\alpha}_k)}{\partial \alpha_k^{(i)}} \right\|_{\bar{\alpha}_k = \hat{\alpha}_k}$  — динамическая матрица пересчета, например, вида (8.22). Она включает частные производные составляющих вектора  $\bar{b}_k(\bar{\alpha}_k)$  по составляющим вектора  $\bar{\alpha}_k$  при  $\bar{\alpha}_k = \hat{\alpha}_k$ .

Уравнение (8.20) после линеаризации (8.23) принимает вид

$$\bar{\alpha}_{k+1} = \bar{b}_k(\hat{\alpha}_k) + \bar{B}_k \bar{\varepsilon}_k + \bar{\mu}_k. \quad (8.24)$$

В правой части уравнения (8.24) слагаемое  $\bar{b}_k(\hat{\alpha}_k)$  является неслучайным, а слагаемые  $\bar{B}_k \bar{\varepsilon}_k$  и  $\bar{\mu}_k$  — случайными векторами. При гауссовском распределении ошибок измерений  $\bar{\varepsilon}_k$  и маневра  $\bar{\mu}_k$  левая часть уравнения (8.24)  $\bar{\alpha}_{k+1}$  тоже является гауссовским случайным вектором. Его условное математическое ожидание определяет оценку прогнозирования

$$\hat{\alpha}_{0(k+1)} = M \{ \bar{\alpha}_{k+1} / \hat{\alpha}_k \} = \bar{b}_k(\hat{\alpha}_k). \quad (8.25)$$

Здесь учтено, что текущие оценки — несмещенные, т. е.  $M(\bar{\varepsilon}_k) = 0$ , а  $M(\bar{\mu}_k) = 0$  по условию формирования модели.

В соответствии с (8.24) и (8.25) ошибка прогнозирования на  $(k+1)$  момент

$$\bar{\varepsilon}_{0(k+1)} = \bar{\alpha}_{k+1} - \hat{\alpha}_{0(k+1)} = \bar{B}_k \bar{\varepsilon}_k + \bar{\mu}_k \quad (8.26)$$

состоит из пересчитанной ошибки предыдущего измерения  $\bar{B}_k \bar{\varepsilon}_k$  и ошибки  $\bar{\mu}_k$ , обусловленной маневром. По физическому происхождению эти ошибки независимы. Поэтому *корреляционная матрица ошибок* прогнозирования  $\bar{C}_{0(k+1)}^{-1}$  на  $(k+1)$  момент согласно (8.26) определяется суммой

$$\bar{C}_{0k}^{-1} = M[(\bar{B}_k \bar{\varepsilon}_k)(\bar{B}_k \bar{\varepsilon}_k)^T] + M(\bar{\mu}_k \bar{\mu}_k^T) = \bar{B}_k \bar{C}_k^{-1} \bar{B}_k^T + \bar{Q}_k, \quad (8.27)$$

где  $\bar{C}_k^{-1} = M(\bar{\varepsilon}_k \bar{\varepsilon}_k^T)$  — результирующая корреляционная матрица ошибок после  $k$  измерений.

Таким образом, выражения (8.25) и (8.27) определяют параметры прогнозируемой условной нормальной плотности распределения на текущий  $(k + 1)$  момент. С учетом этих данных и текущих гаусовских измерений  $\hat{\alpha}_{y(k+1)}$  и  $\bar{C}_{y(k+1)}^{-1}$  последовательно находим линеаризованные уравнения:

1) фильтрации текущих оценок для случая прямых дискретных измерений

$$\hat{\alpha}_{k+1} = \bar{b}_k(\hat{\alpha}_k) + \bar{C}_{k+1}^{-1} \bar{C}_{y(k+1)} [\hat{\alpha}_{y(k+1)} - \bar{b}_k(\hat{\alpha}_k)]; \quad (8.28)$$

2) определения матриц точности в процессе фильтрации

$$\bar{C}_{k+1} = (\bar{B}_k \bar{C}_k^{-1} \bar{B}_k^T + \bar{Q}_k)^{-1} + \bar{C}_{y(k+1)}. \quad (8.29)$$

Характеристики оценок, полученных с помощью равенств (8.28) и (8.29) тем ближе к оптимальным, чем больше отношение сигнал/шум.

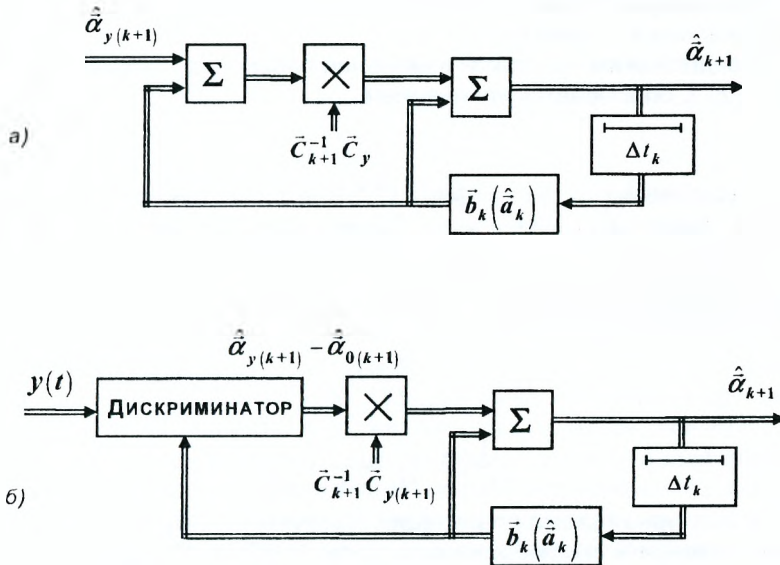


Рисунок 8.19

Для линейной модели изменения параметров, когда в (8.20) детерминированная составляющая  $\bar{b}_k(\hat{\alpha}_k) = \bar{B}_k \cdot \hat{\alpha}_k$ , равенства (8.28) и (8.29) определяют алгоритм оптимальной линейной фильтрации или фильтрации Кальмана. Согласно (8.28) схема фильтра (схема дискретного следящего измерителя) приведена на рисунке 8.19, а. На этом рисунке результат фильтрации  $\hat{\alpha}_{k+1}$  запоминается с помощью элемента задержки на  $\Delta t_k$  и используется в блоке  $\bar{b}_k(\hat{\alpha}_k)$  для получения оценки прогнозирования  $\hat{\alpha}_{0(k+1)}$  на следующий момент  $t_{k+1}$ . К оценке прогнозирования

$\hat{\alpha}_{0(k+1)}$  прибавляется оценка корреляции — невязка  $(\hat{\alpha}_{y(k+1)} - \hat{\alpha}_{0(k+1)})$  с матричным весом  $\bar{C}_{k+1}^{-1} \cdot \bar{C}_{y(k+1)}$ . Значение этого веса с учетом (8.29) зависит от момента  $t_{k+1}$ . Поэтому следящий дискретный измеритель (рисунок 8.19,а) представляет собой систему с переменными параметрами.

Допустим, что текущие измерения отсутствуют (например из-за влияния помех), т. е.  $\bar{C}_y = 0$ . Тогда из (8.28) имеем  $\hat{\alpha}_{k+1} = \hat{\alpha}_{0(k+1)}$ , т. е. результат фильтрации оценок совпадает с прогнозированной оценкой. Это означает, что сведения для получения прогнозированной оценки заложены в структуру следящего измерителя.

На рисунке 8.19,б приведена структурная схема следящего измерителя, в котором для получения невязки используется дискриминатор. Здесь, в отличие от схемы измерителя (рисунок 8.19,а), текущая оценка  $\hat{\alpha}_{y(k+1)}$  в явном виде не используется.

Рассмотрим примеры синтеза и анализа следящего измерителя изменяющегося параметра.

Предположим, что закон изменения параметра, например дальности  $r = c \cdot t$ , описывается уравнением

$$\alpha_{k+1} = \alpha_k + \mu_k.$$

Значение  $\bar{b}_k(\bar{\alpha}_k)$ , входящее в (8.20), в этом случае равно  $\alpha_k$ . Случайные приросты  $\mu_k$  независимы, стационарны, т. е. дисперсия маневра  $D_\mu = M(\mu_k^2) = const$ .

Векторно-матричные величины, входящие в уравнения (8.28) и (8.29), принимают вид

$$\hat{\alpha}_{k+1} = \hat{\alpha}_k + \frac{D_{k+1}}{D_y}(\hat{\alpha}_{y(k+1)} - \hat{\alpha}_k), \quad (8.30)$$

$$\frac{1}{D_{k+1}} = \frac{1}{D_k + D_\mu} + \frac{1}{D_y}. \quad (8.31)$$

Структурная схема реализации алгоритма (8.30) (дискретного следящего измерителя) изображена на рисунке 8.20,а. Измеритель состоит из дискриминатора, усилителя с коэффициентом усиления  $K_k = D_{k+1}/D_y$  и рециркулятора, который является дискретным аналогом интегратора.

Зависимость коэффициента  $K_k$  от момента измерения, полученная из (8.31), приведена на рисунке 8.20,б. Она построена для  $D_\mu = D_y/6$  и  $1/D_0 = 0$  (априорные данные на начало измерения отсутствуют). Из рисунка 8.20,б видно, что с накоплением данных измерений коэффициент усиления измерителя  $K_k$  уменьшается и стремится к установившемуся значению, которое равно (в данном случае)  $K_k = K_{уст} = 0,33$ . Это значение поясняется тем, что в установившемся режиме дисперсия результирующей оценки  $D_{k+1} \rightarrow D_{уст} = 0,33$ . Значения  $D_{уст}$  и  $K_{уст}$  в общем случае зависят от дисперсий  $D_y$  и  $D_\mu$  (8.31).

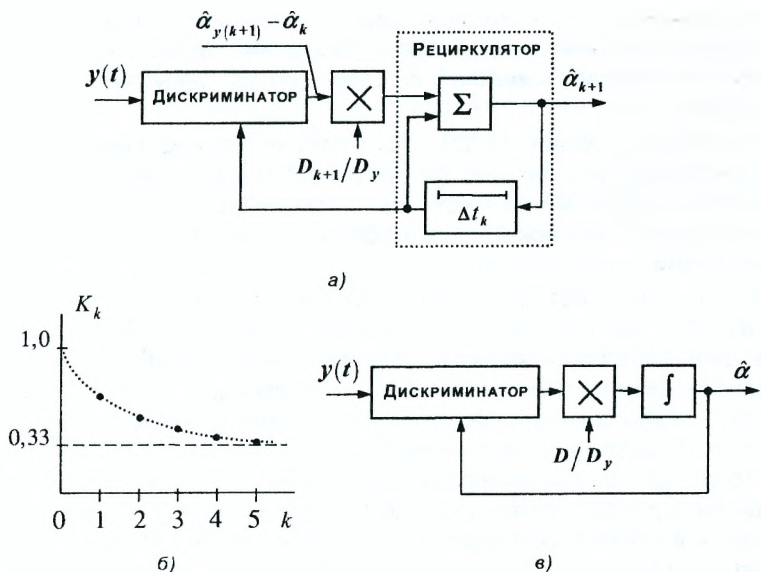


Рисунок 8.20

Таким образом, следящий измеритель (рисунок 8.20,а) на начальном этапе фильтрации является системой с переменными параметрами (коэффициент измерения  $K_k$  зависит от момента измерения  $k$ ), а в установившемся режиме — системой с постоянными параметрами. Практическая реализация последней проще, чем системы с переменными параметрами. Поэтому часто ограничиваются, например, двумя значениями коэффициента усиления  $K_k$ : одно (большое значение) для этапа захвата цели, когда дисперсия измерений велика, а другое (сравнительно малое значение) для этапа точного сопровождения цели.

Отметим, что модели изменения параметров и квазиоптимальные алгоритмы линейной фильтрации оценок в непрерывном времени можно получить из (8.20) и (8.28), (8.29), устремив интервал дискретизации  $\Delta t_k = t_{k+1} - t_k$  к нулю.

Тогда уравнения оценивания (8.30) и (8.31) примут вид

$$\frac{d\hat{\alpha}}{dt} = \frac{D}{D_y}(\hat{\alpha}_y - \hat{\alpha}), \quad (8.32)$$

$$\frac{dD}{dt} = Q - \frac{D^2}{D_y}, \quad (8.33)$$

где  $Q = \text{const}$  характеризует скорость нарастания дисперсии маневра  $D_\mu$ .

Уравнение (8.32) моделируется следящей системой (рисунок 8.20,в) с одним интегратором. Выполняя функцию накопителя данных, интегратор заменяет в этом случае рециркулятор (рисунок 8.20,а).

Решение уравнения (8.33) показывает, что коэффициент усиления  $K_t = D/D_y$  следящей системы (рисунок 8.20,в) уменьшается с накоплением данных и стремится к установившемуся значению. Поэтому следящая система (рисунок 8.20,а) в общем случае является системой с переменными параметрами.

В следящей системе (рисунок 8.20,в) с одним интегратором осуществляется точное измерение (слежение) неподвижной цели, а изменение дальности подвижной цели производится с ошибкой. Это объясняется инерционностью интегратора. Во время действия на вход интегратора сигнала ошибки с задержкой на время  $\tau_{0ш}$  на его выходе формируется управляющее напряжение, которое влияет на дискриминатор так, что сигнал ошибки превращается в ноль. При этом напряжение на выходе интегратора прекращает изменяться и содержит информацию о дальности в момент формирования сигнала ошибки. Во время движения цели с радиальной скоростью  $v_r$  дальность будет отслеживаться с ошибкой  $\Delta r_0 = v_r \tau_{0ш}$ . Эту ошибку можно компенсировать, вводя в следящую систему измеритель скорости цели.

Пусть скорость цели оценивается косвенным методом на основе измерения только дальности  $r$ :  $v_r = dr/dt$ . Дальность и скорость образуют двумерный вектор состояния  $\vec{\alpha} = \|rv_r\|^T$ . При этих допущениях по рассмотренной методике синтеза следящих измерителей придем (без математического обоснования) к схеме следящей системы (рисунок 8.21) с двумя интеграторами. Эта система, как и следящая система (рисунок 8.20,а), является системой с переменными параметрами.

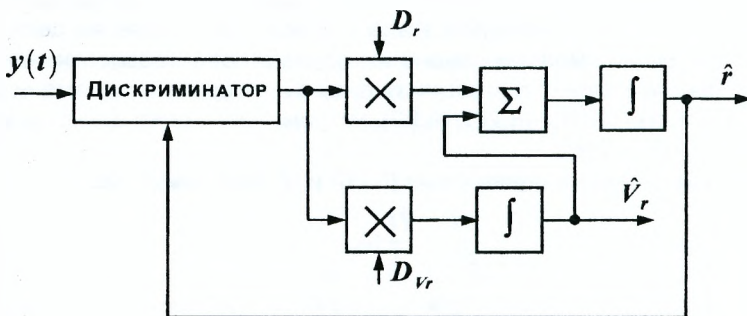


Рисунок 8.21

В следящей системе (рисунок 8.21) в установившемся режиме при  $v_r = const$  сигнал ошибки на выходе 1-го интегратора (интегратора в канале измерения скорости  $v_r$ ) имеет постоянное значение. Тогда напряжение на выходе другого интегратора будет изменяться с постоянной скоростью. Это позволяет вводить во временной дискриминатор прогнозируемую оценку дальности с учетом измеренных дальности и радиальной скорости цели. Иначе, *следящая система* (рисунок 8.21) с двумя интеграторами отслеживает дальность и скорость цели. Точность измерения этой системы ухудшается, если цель движется с ускорением (маневрирует). Для повышения точности сопровождения маневрирующей цели можно строить следящую систему с тремя интеграторами. Однако следует заметить, что следящие системы с двумя или тремя интеграторами сложнее и более инерционны, чем система с одним интегратором.

### III Принципы защиты РЭС от помех

## 9 Помехи и их воздействие на РЭС

### 9.1 Классификация помех

Радиоэлектронные средства составляют основу информационных систем как военного, так и гражданского назначения. Поскольку прием информации происходит в присутствии помех, то РЭС невозможно изучать без учета влияния на них помех. Помехи могут не только снизить рабочие характеристики РЭС, но и полностью нарушить их работу. Поэтому прежде чем рассматривать принципы защиты РЭС от помех, необходимо дать краткую характеристику самих помех.

Классификацию помех рассматривают по разным признакам (критериям), а именно: по происхождению, по способу формирования, по эффекту воздействия, по ширине спектра, по структуре (рисунок 9.1). Помехи могут независимо складываться с полезным сигналом, не изменяя его параметров. Такие помехи называются *аддитивными*. Наряду с аддитивными существуют помехи, которые модулируют (искажают) сигнал. Эти помехи называются *мультипликативными*. Далее будем рассматривать лишь аддитивные помехи, т.к. их можно выделить из аддитивной смеси сигнала и помехи, используя то или иное различие между ними.

По происхождению помехи делят на естественные и искусственные, неорганизованные и организованные, непреднамеренные и преднамеренные. Под естественными помехами понимают внутренние шумы приемника и помехи природного происхождения (космические излучения, излучения планет и неоднородностей атмосферы и др.), а также местные предметы, гидрометеоры, северное сияние и др.

Искусственные (организованные) помехи — это помехи, специально созданные для нарушения работы РЭС. Выделяются помехи *непреднамеренные*, т. е. помехи, которые создают РЭС друг другу, к ним относятся и индустриальные помехи, создаваемые промышленными установками, транспортом и т. д.

По способу формирования помехи делят на активные и пассивные, возможно также их сочетание — комбинированные помехи. Активные помехи создаются источниками излучения электромагнитных колебаний, в то время как пассивные помехи образуются за счет переотражения собственных колебаний РЭС мешающими предметами.

По эффекту воздействия помехи могут быть маскирующими и имитирующими. Маскирующие (как активные, так и пассивные) помехи затрудняют или вовсе исключают возможность выделения полезного сигнала на их фоне. Имитирующие помехи повторяют полезный сигнал, но



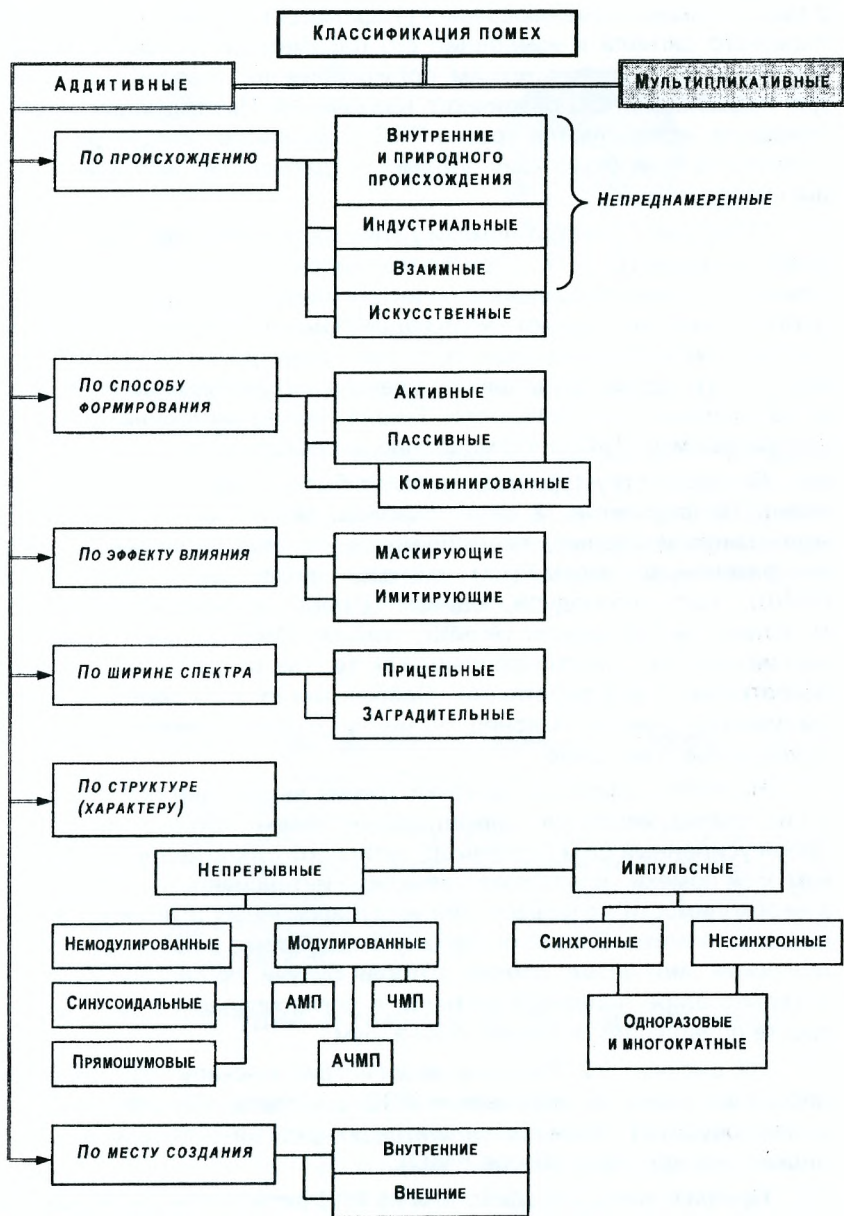


Рисунок 9.1

с измененными (изменяющимися) параметрами, затрудняя выделение полезного сигнала и измерение его параметров. Основное внимание уделим маскирующим помехам, получившим широкое распространение для подавления РЭС различного назначения. Имитирующие помехи, в основном, используются против РЭС с системами автосопровождения сигнала по тому или иному параметру (дальности, скорости или угловым координатам).

По ширине спектра помехи делят на *прицельные* ( $P_n \approx P_c$ ) и *заградительные* ( $P_n \gg P_c$ ). При более широком спектре заградительные помехи уступают прицельным по интенсивности. Для разрешения этого противоречия используют *скользящие помехи*, которые по интенсивности не уступают прицельным, а за счет перестройки по частоте во времени могут перекрывать ширину спектра заградительной помехи, либо даже соседние диапазоны волн. Такая помеха действенна против неперестраиваемых РЭС, либо медленно перестраиваемых.

По своей структуре помехи могут быть *непрерывными* и *импульсными*. Непрерывные, в свою очередь, могут быть немодулированные (синусоидальные, прямошумовые) и модулированными шумом по различным параметрам сигнала: амплитудно-модулированные (АМШ), частотно-модулированные (ЧМШ) и амплитудно-частотно-модулированные шумом (АЧМШ) помехи. Импульсные помехи делят на синхронные и несинхронные. Как те, так и другие могут быть однократными и многократными. Особое место занимают *хаотические импульсные помехи*. Наконец, по месту создания помехи различают на *внутренние* и *внешние*.

Наиболее опасными (с точки зрения выделения полезного сигнала из помехи) являются прямошумовые помехи, которые представляют собой усиленный шум (например, активного сопротивления). Недостатком этой помехи является ее невысокая интенсивность, что и приводит к необходимости использования модулированных шумом колебаний в качестве помехи. Близка по своему воздействию к прямошумовой *хаотическая импульсная помеха*, которая будучи, по своему спектру значительно шире полезного сигнала, в согласованном с ним приемном тракте превращается практически в шум.

На рисунке 9.2 показано воздействие маскирующих активных и пассивных помех на импульсную РЛС, в которой обнаружение и измерение координат целей производится по яркостным отметкам на экране индикатора кругового обзора (ИКО).

При раздельном воздействии на РЛС активных и пассивных помех вид экрана ИКО при отсутствии систем защиты РЛС от помех показан на рисунке 9.2,а — для активных маскирующих помех (в секторе засвета цель не может быть обнаружена) и на рисунке 9.2,б — для пассивных

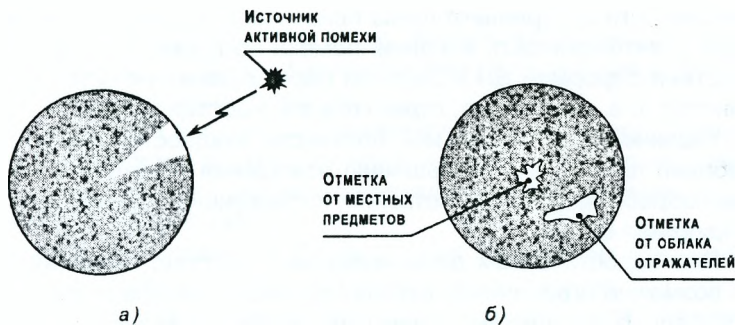


Рисунок 9.2

маскирующих помех (показаны помехи от местных предметов и облака дипольных отражателей).

В условиях раздельного воздействия на РЛС активных и пассивных помех и при выполнении неравенства  $\Pi_c t_{3max} \ll 1$  ( $\Pi_c$  — ширина спектра сигнала,  $t_{3max}$  — задержка на всем раскрытии антенны) обработка принятых колебаний  $y(t)$  распадается на пространственную и временную. Если помехи распределены по гауссовскому закону, их можно описать корреляционной матрицей помех (КМП):

$$\bar{\Phi} = \frac{1}{2} \langle \bar{Y} \bar{Y}^* \rangle, \quad (9.1)$$

где принятая реализация задана М-мерным вектором-столбцом  $\bar{Y} = \|\bar{Y}_1 \bar{Y}_2 \dots \bar{Y}_M\|^T$ ;  $\langle \cdot \rangle$  — знак статистического усреднения; Т — знак транспонирования матрицы.

Таким образом, принципы и устройства защиты РЛС от активных и пассивных маскирующих помех могут рассматриваться отдельно, но с единых позиций обработки сигнала на фоне гауссовских помех. Рассматриваемые здесь принципы защиты РЛС от помех могут быть распространены и на другие РЭС.

## 9.2 Воздействие активных маскирующих помех на РЭС

Защиту РЭС от помех будем рассматривать отдельно вначале от активных, затем от пассивных маскирующих помех. При этом порядок рассмотрения примем единый. Начнем анализ с воздействия помех на РЭС, затем рассмотрим методы защиты РЭС от помех, наконец, проанализируем принципы построения систем защиты РЭС от помех.

Как уже было отмечено выше (раздел 9.1), наиболее эффективна прямошумовая помеха. Ее влияние на РЛС эквивалентно повышению

интенсивности внутреннего шума приемника. Однако в отличие от последнего интенсивность внешней помехи со временем меняется в соответствии с формой ДН и законом перемещения ее источника в пространстве, т. е. эта помеха, строго говоря, нестационарна.

Увеличение спектральной плотности мощности суммы шумовых колебаний приводит к уменьшению отношения сигнал/шум на выходе схемы обработки и, соответственно, к снижению показателей качества обнаружения целей.

При недостаточном динамическом диапазоне приемного устройства возможно ограничение суммы полезного сигнала и шума, что приводит к еще большему снижению отношения сигнал/шум вплоть до полного *подавления* сигнала.

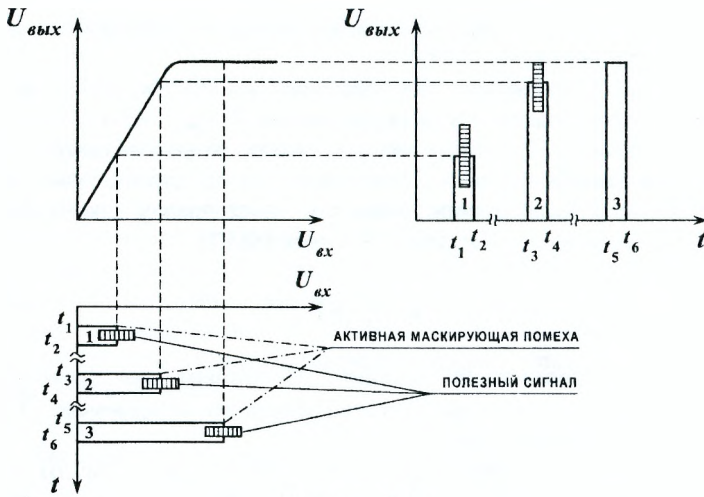


Рисунок 9.3

На рисунке 9.3 показано влияние динамического диапазона приемного устройства на прохождения суммы сигнала и помехи при различных отношениях сигнал/шум на входе приемника. В пределах интервала времени  $\Delta t = t_2 - t_1 = t_4 - t_3 = t_6 - t_5$  изображена огибающая суммы помехового колебания и импульсного полезного сигнала на входе приемника для трех указанных случаев. Первый из них соответствует слабой помехе, второй — средней и третий — сильной. В пределах длительности полезного сигнала за счет интерференции суммарное колебание от периода к периоду следования импульсов меняется, что видно из рисунка, где наложены несколько периодов следования импульсов.

Из рисунка 9.3 видно, что огибающая суммарного сигнала на выходе приемника не искажается при слабой помехе (случай 1). Во вто-

ром случае при помехе средней интенсивности наблюдается частичное ослабление сигнала. Случай 3 иллюстрирует полное подавление полезного сигнала интенсивной помехой.

Для снижения влияния ограниченного динамического диапазона приемных устройств на смесь сигнала и шума на практике применяют автоматическую регулировку коэффициента усиления относительно интенсивности шума (ШАРУ).

Хотя внешняя помеха в общем случае является нестационарной, однако на интервале существования полезного сигнала ( $\tau_u$ ) она практически не изменяется и ее можно считать стационарной. Именно для этого случая проанализируем *условие обнаружения* сигнала на фоне активных маскирующих помех и рассчитаем дальность действия и зоны видимости РЛС при воздействии на них активных помех. При этом должно быть учтено *несовершенство* модулированных шумом помех в сравнении с прямошумовой помехой и возможные различия в поляризации помехи и антенны РЛС.

Рассчитаем дальность действия и зону видимости РЛС в условиях воздействия активных помех. В первой части учебного пособия было выведено уравнение радиолокации и противорадиолокации (раздел 3.6). Поэтому здесь остановимся на различных тактических вариантах применения активных помех.

При достаточном динамическом диапазоне приемника и отсутствии системы защиты РЛС от помех *условие обнаружения цели* в активных маскирующих помехах с равномерной спектральной плотностью мощности в пределах ширины спектра сигнала имеет вид

$$\mathcal{E}_{\text{пр}} \geq \gamma_{\Sigma}(N_0 + N_{\text{пвх}}), \quad (9.2)$$

где  $\mathcal{E}_{\text{пр}}$  — энергия сигнала на входе приемника РЛС;  $\gamma_{\Sigma}$  — коэффициент различимости, необходимый для обеспечения заданных показателей качества обнаружения или измерения;  $N_0$  — СПМ внутреннего шума, пересчитанная ко входу приемника;  $N_{\text{пвх}}$  — СПМ внешней помехи на входе приемника.

Если активные помехи создают  $n$  независимых источников, то

$$N_{\text{п вх}} = \sum_{i=1}^n \frac{P_i G_i F_i^2(\beta_{\text{п}i}, \varepsilon_{\text{п}i}) A_{\text{эф}} F^2(\beta_i, \varepsilon_i)}{4\pi r_i^2 \Pi_i} \mu_{\text{п}i} \mu_{\text{к}i}. \quad (9.3)$$

Здесь все величины с индексом  $i$  относятся к  $i$ -ому источнику помех: мощность передатчика помех  $P_i$ ; ширина энергетического спектра помехи  $\Pi_i$ ; коэффициент усиления передающей антенны  $G_i$ ; ее ДН  $F_i(\beta, \varepsilon)$ , углы поворота этой диаграммы на подавляемую РЛС  $\beta_{\text{п}i}, \varepsilon_{\text{п}i}$ ; расстояние до РЛС  $r_i$ ; коэффициент различия поляризации помехи и антенны  $\mu_{\text{п}i}$ ; коэффициент качества помехи при модуляции шумом  $\mu_{\text{к}i}$  (для

прямошумовой  $\mu_k = 1$ ); углы поворота  $\beta_i, \varepsilon_i$  ДН  $F(\beta, \varepsilon)$  антенны подавляемой РЛС относительно  $i$ -ого источника помех;  $A_{\text{эф}}$  — эффективная площадь приемной антенны.

Заменяя неравенство (9.2) равенством и подставляя в него (9.3), получим уравнение противорадиолокации:

$$\frac{GA_{\text{эф}}\mathcal{E}\sigma}{(4\pi)^2 r_{\text{max}}^4} = \gamma_{\Sigma} \left[ N_0 + \sum_{i=1}^n \frac{P_i G_i \mu_{ni} \mu_{ki} A_{\text{эф}}}{4\pi r_i^2 \Pi_i} F_i^2(\beta_{ni}, \varepsilon_{ni}) F^2(\beta_i, \varepsilon_i) \right], \quad (9.4)$$

где  $\mathcal{E}$  — энергия зондирующего сигнала РЛС;  $G$  — коэффициент усиления антенны РЛС;  $\sigma$  — эффективная площадь рассеяния цели.

Это уравнение определяет искомую дальность действия  $r_{\text{max}}$  в свободном пространстве в направлении максимума ДН антенны РЛС. Для определения дальности действия в произвольном направлении  $\beta, \varepsilon$  относительно этого максимума левую часть равенства (9.4) следует домножить на двухмерную ДН антенны РЛС в четвертой степени  $F^4(\beta, \varepsilon)$ , а при последовательном обзоре по одной из угловых координат, в частности при круговом обзоре — на  $F^4(\varepsilon)$ . В этом случае равенство (9.4) будет определять зону видимости РЛС кругового обзора в условиях воздействия активных помех.

При решении уравнения (9.4) различают следующие режимы прикрытия сигнала помехой:

- *самоприкрытие*, когда  $i$ -ая цель прикрывается собственным передатчиком помех;
- *внешнее*, когда нешумящая цель прикрывается одним или несколькими постановщиками помех;
- *комбинированное*, когда помехи ставят все участвующие в налете цели, в том числе и постановщики помех.

В режиме самоприкрытия дальность обнаружения  $r_{\text{max}}$   $i$ -ого постановщика (она же и дальность самоприкрытия  $r_{ci}$ ) определяется расстоянием до него  $r_i = r_{ci} = r_{\text{max}}$ . Если внутренним шумом приемника пренебречь (при  $N_0 \ll N_{\text{пвх}}$ ), то получим

$$r_{ci} = \sqrt{\frac{G \Pi_i \mathcal{E} \sigma}{4\pi P_i G_i \mu_{ni} \mu_{ki} \gamma_{\Sigma}}}. \quad (9.5)$$

Это та дальность, на которой энергия сигнала, отраженного от постановщика помех, превышает в  $\gamma_{\Sigma}$  раз величину  $N_{\text{пвх}}$  создаваемых им самим помех.

В режиме внешнего прикрытия цель может маскироваться при воздействии помех как по главному, так и по боковым лепесткам ДН антенны РЛС. При этом сечение его зоны видимости (рисунок 9.4) существенно изменяется.

Решая уравнение (9.4) относительно  $r_{max}$  для случая последовательного обзора пространства по азимуту, получим

$$r_{max} = \frac{r_{max0} F(\varepsilon)}{\sqrt[4]{1 + \sum_{i=1}^n \left(\frac{r_0}{r_i}\right)^2 \left(\frac{r_0}{r_{ci}}\right)^2 F_i^2(\beta_i, \varepsilon_i) F_i^2(\beta_{ni}, \varepsilon_{ni})}}, \quad (9.6)$$

где числитель — уравнение границы зоны видимости РЛС в вертикальной плоскости при отсутствии помех, а знаменатель — коэффициент сокращения этой зоны при воздействии помех.

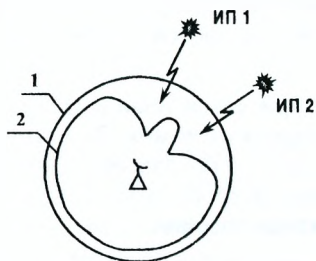


Рисунок 9.4

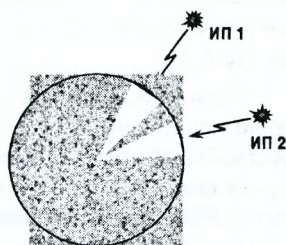


Рисунок 9.5

Подставляя значения  $\beta_i$  в (9.6), можно определить дальность действия РЛС и построить сечение ее зоны видимости при  $\varepsilon = const$ . Примерный вид сечения зоны видимости горизонтальной плоскостью при воздействии двух источников помех приведен на рисунке 9.4 (зона 2). Наблюдается сокращение дальности действия по сравнению со случаем отсутствия помех (зона 1). В направлениях на источники помех образуются *секторы эффективного подавления РЛС*, в которых (при отсутствии систем защиты) обнаружение цели с заданными качественными показателями становится невозможным. Вне этих секторов дальность сокращается в меньшей степени за счет воздействия помех по боковым лепесткам ДН.

Сечению зоны видимости (рисунок 9.4) соответствует вид экрана ИКО (рисунок 9.5) в отсутствие автоматического регулирования усиления (АРУ).

Таким образом, активные маскирующие помехи сокращают зону видимости РЛС и приводят к появлению секторов ее эффективного подавления, в которых цель не может быть обнаружена с заданными качественными показателями. Эти характеристики — зоны видимости и секторы эффективного подавления — принимаются за показатели влияния активных помех как на РЛС, так и на РЭС иного назначения.

# 10 Принципы защиты РЭС от активных маскирующих помех

## 10.1 Помехозащищенность РЭС

Понятие *помехозащищенность* — характеризуется *скрытностью* и *помехоустойчивостью*. Под скрытностью понимается способность РЭС противостоять разведке противника по обнаружению сигналов и измерению их параметров. Наибольшей скрытностью обладают РЭС, которые работают только на прием и не излучают электромагнитные колебания. Примером таких РЭС являются системы *пассивной локации*.

Помехоустойчивость РЭС характеризуется теми устройствами, которые используются в РЭС для ее защиты от помех. Для *оценки помехоустойчивости* РЭС используются разные показатели. В простейшем случае она оценивается перечислением устройств защиты, входящих в состав РЭС, и их техническими характеристиками.

Для количественной оценки помехоустойчивости РЭС используют частные и обобщенные показатели. К частным относится, например, коэффициент подавления помех и величина снижения основных характеристик РЭС. В качестве обобщенных используют показатели, на которые влияет большое число различных параметров и которые оцениваются сложными математическими выражениями, например, законами распределения.

## 10.2 Основные методы защиты РЭС от активных помех

*Основным принципом защиты от помех* является использование *различий* параметров помехи и полезного сигнала. Если *различий нет*, то защита от такой помехи *невозможна*, так как вместе с помехой будет компенсироваться (подавляться) и сигнал. Поэтому прежде чем рассматривать методы защиты от помех, отметим, что в зависимости от сложившейся *помеховой обстановки* между помехой и полезным сигналом могут быть такие различия: амплитудные, частотные, временные, пространственные, поляризационные и др.

В соответствии с этими различиями в РЭС возможно использование следующих методов защиты от активных маскирующих помех:

- *амплитудная селекция*, или силовая борьба, которая предусматривает повышение энергетического потенциала РЭС и снижение за счет этого относительной интенсивности помехи;



- *частотная селекция*, которая сводится к частотной избирательности спектральных составляющих сигнала на фоне спектра помех;
- *временная селекция*, которая учитывает различия временных характеристик сигнала и помехи;
- *пространственная селекция*, которая использует различия в направлениях прихода сигнала и помехи;
- *поляризационная селекция*, основу которой составляют поляризационные различия между помехой и сигналом.

Перечисленные методы защиты от активных помех могут быть эффективными:

во-первых, при наличии соответствующих различий между сигналом и помехой;

во-вторых, в отсутствие перегрузок приемного тракта (достаточно его динамического диапазона).

Поэтому важной мерой повышения помехозащищенности РЭС является обеспечение необходимого динамического диапазона приемного тракта РЭС. При устранении возможности подавления сигнала за счет перегрузки приемника для защиты от активных маскирующих помех могут быть использованы принципы всех перечисленных видов селекции. Конкретные способы реализации указанных видов селекции вытекают из уравнения противорадиолокации. Как видно из (9.4), увеличению дальности действия в помехах будут содействовать все меры, увеличивающие левую и уменьшающие правую часть этих выражений. Так, например, увеличение энергии зондирующего сигнала позволяет увеличить дальность действия в помехах пропорционально  $\sqrt[3]{\mathcal{E}}$  в режиме внешнего прикрытия и  $\sqrt{\mathcal{E}}$  — в режиме самоприкрытия. Увеличение коэффициента усиления передающей антенны в направлении на цель позволяет увеличить дальность действия в помехах также пропорционально  $\sqrt[3]{G}$  в режиме внешнего прикрытия и  $\sqrt{G}$  в режиме самоприкрытия.

Уменьшение поляризационного коэффициента  $\mu_n$  в отдельных случаях может снизить воздействие помехи по сравнению с воздействием сигнала. Уменьшение коэффициента различимости  $\gamma_\Sigma$  также способствует решению этой задачи. В целом, дальность действия в режиме самоприкрытия оказывается обратно пропорциональной  $\sqrt{\mu_n}$  и  $\sqrt{\gamma_\Sigma}$ . Наконец, уменьшение относительного уровня боковых лепестков диаграммы направленности  $A'/A$  (или даже образование провалов в главном лепестке в направлении на источники помех) позволяет увеличить дальность действия в режиме внешнего прикрытия пропорционально  $\sqrt{A'/A}$ .

Перейдем к несколько более подробному рассмотрению перечисленных выше возможностей. *Увеличение энергии зондирующего сигнала* может осуществляться путем повышения мощности и увеличения длительности сигнала. Энергия зондирующего сигнала будет рационально использоваться при приеме только в случае приближения обработки принимаемых колебаний к оптимальной (в противном случае возрастает величина  $\gamma_{\Sigma}$  в правой части равенства).

*Увеличение коэффициента усиления антенны в направлении на цель*, создавая концентрацию полезной энергии, может в то же время замедлить обзор пространства, если такая концентрация будет в равной мере обеспечиваться для всех направлений. В настоящее время развиваются методы управляемого обзора с последовательным анализом, когда время, в течение которого антенна направлена на цель, зависит от условий обнаружения и, в частности, от помеховой обстановки. Особенно широкие возможности для использования программного автоматически управляемого обзора открываются при применении передающих антенн с электронным управлением луча в виде фазированных решеток.

Известно, что приемная антенна обычно настроена на какую-то определенную *поляризацию* принимаемого сигнала: линейную, круговую, либо в общем случае эллиптическую. Возможны антенны с регулируемой поляризацией. Если поляризацию антенны установить соответствующей поляризации помехи, эффект воздействия помехи будет наибольшим. Так, например, для вертикальной поляризации помехи воздействие будет наибольшим, если прием ведется на вертикальный вибратор; для круговой поляризации с вращением вектора поля по часовой стрелке эффект воздействия будет наибольшим, если антенна рассчитана на этот же вид поляризации. Зная это обстоятельство, антенну можно тем или иным способом перестроить на ортогональную поляризацию, т. е. для приведенных примеров — на горизонтальную, либо на круговую поляризацию, но с вращением против часовой стрелки. Для эллиптически поляризованной волны ортогональным является также эллиптически поляризованное колебание, но со сдвинутым на  $90^\circ$  положением эллипса поляризации. Во всех указанных случаях можно добиться существенного ослабления помехи. Будет или не будет иметь место при этом соответственно ослабление полезного сигнала, зависит от поляризации колебаний сигнала. Если поляризация колебаний полезного сигнала точно совпадает с поляризацией колебаний помехи, одновременно с помехой и в той же мере будет ослаблен сигнал. Поскольку (даже при нерегулируемой на излучение поляризации) поляризация сигналов, отраженных от реальных целей, случайная, в общем случае не совпадающая с поляризацией помехи, имеются принципиальные возможности ослабить помеху больше чем сигнал.

Для повышения помехозащищенности целесообразно *уменьшать коэффициент различимости  $\gamma$* . Уменьшение коэффициента  $\gamma$  достигается за счет приближения приема к оптимальному. Если помеха является стационарной шумовой помехой типа белого шума, то уменьшение  $\gamma$  достигается уже рассмотренной оптимизацией приема для таких помех. При фильтровом приеме это, в частности, означает использование оптимальной частотной характеристики, т. е. *частотной селекции*. Частотная селекция тем более эффективна, чем шире спектр помехи по сравнению со спектром сигнала, т. е. если помеха является *заградительной* по частоте. В этом случае спектральная плотность мощности помехи при заданной мощности передатчика помех снижается обратно пропорционально полосе частот помехи. *Прицельные* помехи (с меньшей полосой частот), как правило, более эффективны, но их труднее реализовать. Создание прицельных помех в наибольшей мере затрудняется в случае быстрой перестройки частоты радиолокатора, при многочастотном или широкополосном зондирующем сигнале и т. д. Если полоса частот помехи значительно уже ширины спектра принимаемого сигнала, то результирующий шум нельзя считать белым. В этом случае оптимальной является частотная характеристика с подавлением в полосе частот помехи или, иначе говоря, целесообразно использование различного рода настраиваемых *режекторных* фильтров для колебаний помехи, что приводит к существенному уменьшению коэффициента различимости  $\gamma$ .

*Снижение уровня боковых лепестков* диаграммы направленности может заметно ослабить влияние помех и представляет собой самостоятельную задачу, особенно важную в случае внешнего прикрытия. Из теории антенн известно, что снижение уровня боковых лепестков может быть достигнуто за счет увеличения размеров антенны, рационального распределения поля в раскрыве, повышения точности изготовления, снижения влияния переотражений от близлежащих объектов. *Повышение избирательности антенны можно отнести к категории улучшения пространственной селекции* принимаемых колебаний.

Для улучшения пространственной селекции сигнала на фоне помех, приходящих с отдельных направлений, могут быть также в принципе использованы описанные в литературе методы *некогерентной и когерентной компенсации помеховых колебаний*. Для этого наряду с основной могут быть задействованы дополнительные антенны (в антенне типа фазированная решетка — отдельные элементы этой решетки). Возможности компенсации помех были сформулированы советским ученым Н. Д. Папалекси еще несколько десятилетий тому назад.

Если сигнал, принимаемый дополнительной антенной, компенсирует сигнал, принимаемый по боковым лепесткам основной антенны, после детектора, следует говорить о *некогерентной компенсации*.

Если такая компенсация производится на высокой (промежуточной) частоте, ее можно называть *когерентной*.

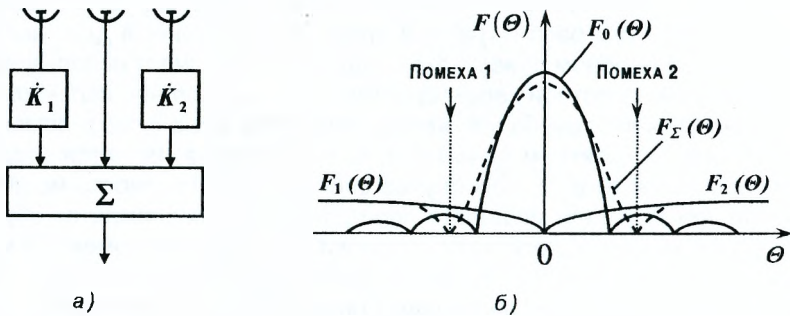


Рисунок 10.1

На рисунке 10.1,а схематически показана система, включающая основную и две дополнительные антенны. Каждой антенне соответствует свой канал приема. Колебания, прошедшие через соответствующие каналы приема, подаются на сумматор. При этом по крайней мере в двух дополнительных каналах по амплитуде и фазе регулируются комплексные коэффициенты передачи  $\dot{K}_1$  и  $\dot{K}_2$ . Если комплексные характеристики направленности каналов (рисунок 10.1,б) имеют вид  $\dot{F}_0(\theta)$ ,  $\dot{F}_1(\theta)$ ,  $\dot{F}_2(\theta)$ , то суммарную комплексную характеристику направленности можно представить в виде

$$\dot{F}_\Sigma(\theta) = \dot{F}_0(\theta) + \dot{K}_1 \dot{F}_1(\theta) + \dot{K}_2 \dot{F}_2(\theta).$$

Тогда для угловых координат источников помех  $\theta_1$  и  $\theta_2$  можно добиться образования провалов в результирующей характеристике направленности для этих направлений. Необходимые для этого значения  $\dot{K}_1$  и  $\dot{K}_2$  определяются из системы уравнений

$$\dot{F}_0(\theta_1) + \dot{K}_1 \dot{F}_1(\theta_1) + \dot{K}_2 \dot{F}_2(\theta_1) = 0,$$

$$\dot{F}_0(\theta_2) + \dot{K}_1 \dot{F}_1(\theta_2) + \dot{K}_2 \dot{F}_2(\theta_2) = 0.$$

Провалы (рисунок 10.1,б) в характеристике направленности, образуемые за счет когерентной компенсации помех, создают дополнительный резерв пространственной селекции помех, воздействующих как по главному, так и по боковым лепесткам характеристики направленности. Особенно широкий простор для применения компенсационных методов открывается при использовании приемных антенн в виде фазированных решеток, а также при цифровой обработке сигналов.

# 11 Многоканальные цифровые адаптивные системы защиты

## 11.1 Понятие адаптации

При современном уровне развития радиоэлектроники во всех областях народного хозяйства и Вооруженных силах работа РЭС неизбежно проходит в условиях влияния тех или иных помех — в сложной *помеховой обстановке*. Помеховая обстановка непрерывно меняется во времени как из-за движения наблюдаемых объектов и источников помех, так и за счет вращения антенн РЭС при обзоре пространства и слежении за наблюдаемыми объектами. В этих условиях невозможно обеспечить работу РЭС путем использования систем с постоянными (фиксированными) характеристиками. Необходимо вместе с изменяющейся помеховой обстановкой менять и характеристики РЭС.

Поэтому на первый план выступает способность РЭС в целом и особенно ее систем защиты от помех приспосабливаться к изменяющейся помеховой обстановке, т. е. *адаптироваться* к ней. При этом под адаптацией будем понимать изменение характеристик устройств, а в ряде случаев и их структуры при изменении параметров входных воздействий.

При смене помеховой обстановки адаптироваться могут как одноканальные РЭС (например, шумовая автоматическая регулировка усиления — ШАРУ приемного устройства), так и многоканальные РЭС, у которых образуются провалы в ДН антенны в направлениях на источники помех. При этом должны *оцениваться* параметры принятых (в данном случае помеховых) колебаний. Эта процедура является неотъемлемой частью *адаптивной обработки*. Неизвестные параметры могут быть постоянными или изменяться во времени. Остановимся на важном для практики случае, когда параметры изменяются. В зависимости от вида обработки (цифровая или аналоговая) *оценивание параметров* будет *дискретным* или *непрерывным*.

Сначала рассмотрим *дискретное оценивание весового вектора*, введенного во второй части (раздел 7). Оптимальная пространственная обработка сигнала на фоне гаусовских помех, использующая пространственные различия цели и источника помех, может быть реализована путем *весового суммирования элементов вектора входных воздействий с оптимальным весовым вектором*:

$$\dot{Y}_{\Sigma}(t) = \bar{Y}^T(t) \cdot \bar{R}^*(\alpha, \nu) = \sum_{m=1}^M \dot{Y}_m \dot{R}_m^* \quad (11.1)$$

Здесь  $\alpha$  — параметры полезного сигнала,  $\nu$  — параметры помехи.

Оптимальный весовой вектор  $\bar{R}(\alpha, \nu)$ , содержащий информацию о точечных пространственных источниках активных помех и удовлетворяющий системе линейных уравнений (11.1), может быть определен из соотношений

$$\bar{\Phi}(\nu) \cdot \bar{R}(\alpha, \nu) = \bar{X}(\alpha), \quad (11.2)$$

$$\bar{R}(\alpha, \nu) = \bar{\Psi}(\nu) \cdot \bar{X}(\alpha), \quad (11.3)$$

где  $\bar{\Psi}(\nu) = \bar{\Phi}^{-1}(\nu)$  — обращенная пространственная корреляционная матрица (ПКМ) помех. Поскольку точно ПКМ априори неизвестна и может динамично изменяться во времени, на практике удастся получить лишь *оценку* весового вектора по оценкам ПКМ  $\bar{\Phi}(\nu)$  или обращенной ПКМ  $\bar{\Psi}(\nu)$ .

## 11.2 Дискретное оценивание весового вектора

Оценивание *весового вектора*  $\bar{R}$  возможно двумя способами:

оцениванием весового вектора по оценкам *максимальной правдоподобности* (МП) корреляционной матрицы помехи (КМП) или обращенной КМП;

*градиентным способом* оценивания весового вектора с помощью корреляционных обратных связей (КОС).

Рассмотрим *оценивание корреляционных матриц помех с целью вычисления* весового вектора  $\bar{R}(\alpha, \nu)$  по (11.2). При этом будем считать, что принятые реализации  $\bar{Y}$  содержат *помеховые колебания с параметрами, которые изменяются*.

Пространственную корреляционную матрицу можно представить в виде (аргумент  $\nu$  для упрощения записи опускаем) квадратной матрицы размерностью  $M \times M$  соответственно количеству каналов приема антенной решетки (АР)

$$\bar{\Phi}(t) = \frac{1}{2} \langle \bar{Y}(t) \cdot \bar{Y}^*(t) \rangle, \quad (11.4)$$

где  $\langle \cdot \rangle$  угловые скобки означают статистическое усреднение.

Оценка ПКМ может быть получена путем вычисления межканальных корреляционных моментов дискрет помехи в один и тот же момент времени. На практике оценка выполняется по информации, содержащейся в ограниченном количестве векторов наблюдения (приема)  $\bar{Y}_k = \bar{Y}(t_k) = \|\bar{Y}_1(t_k) \bar{Y}_2(t_k) \dots \bar{Y}_m(t_k)\|^T$ .

Имея один вектор  $\bar{Y}_k$ , можем получить оценку ПКМ в виде

$$\bar{\Phi}_k = \frac{1}{2} \bar{Y}_k \bar{Y}_k^{*T}. \quad (11.5)$$

Естественно, эта оценка будет отличаться от истинной КМ. Результат будет ближе к истинному, если усреднить  $n$  оценок, одерживаемых последовательно во времени (от  $t_1$  до  $t_n$ ), то есть

$$\bar{\Phi}_n = \frac{1}{2n} \sum_{k=1}^n \bar{Y}_k \bar{Y}_k^{*T}. \quad (11.6)$$

Если за математическую модель активной помехи принять стационарный случайный процесс, независимые выборки которого распределены по нормальному центрированному закону, а их действительные КМ являются Эрмитовыми КМ общего вида, тогда оценка (11.6) совпадает с оценкой *максимальной правдоподобности*.

Эта оценка ПКМ называется оценкой максимальной правдоподобности, поскольку в соответствии со статистической теорией измерений оценка того или иного параметра радиолокационного сигнала (в том числе и параметра помехи) производится по максимуму *функции правдоподобности, отношения правдоподобия или любой другой достаточной статистики* в случае полной априорной неопределенности.

Операцию (11.6) обычно называют *сглаживанием*. Естественно, что при стационарной помехе с увеличением интервала наблюдения  $T_H$ , т. е. с ростом  $n$ , точность оценивания увеличивается. В то же время при непрерывном поступлении отсчетов  $\bar{Y}(t_k)$  на каждом новом шаге желательно уточнять оценку  $\hat{\Phi}_n$ . Покажем эту возможность.

Пусть после  $n$  отсчетов и получения  $\hat{\Phi}_n$  поступает отсчет  $\bar{Y}_{n+1}$ . Оценку матрицы по последнему  $(n+1)$ -му отсчету будем называть *текущей* и запишем

$$\hat{\Phi}_{y(n+1)} = \frac{1}{2} \bar{Y}_{n+1} \bar{Y}_{n+1}^{*T}. \quad (11.7)$$

Тогда, оценивая  $\hat{\Phi}_n$  по всем  $(n+1)$  отсчетам, получим

$$\hat{\Phi}_{n+1} = \frac{1}{n+1} \sum_{k=1}^{n+1} \hat{\Phi}_k = \hat{\Phi}_n + \frac{1}{n+1} (\hat{\Phi}_y - \hat{\Phi}_n). \quad (11.8)$$

При  $n \gg 1$  полученному выражению придадим вид

$$\hat{\Phi}_{n+1} = \hat{\Phi}_n + k(\hat{\Phi}_y - \hat{\Phi}_n), \quad (11.9)$$

где  $k = \frac{1}{n} - const$ , зависящая от номера выборки  $\bar{Y}_n$ .

Рекуррентное равенство (11.9) позволяет непрерывно уточнять элементы ПКМ при нахождении текущих оценок. Такое сглаживание называют *линейным*.

Формула (11.6) придает одинаковый вес всем складываемым произведениям, что естественно при стационарной помехе. В реальной обстановке помеха, строго говоря, нестационарна и такое усреднение необоснованно. В этом случае более важными являются текущие оценки, в то время как предыдущие «устаревают» и поэтому им придается меньший вес (меньшее «доверие»). Одним из способов учета этого обстоятельства является неравнозначное, в частности, экспоненциальное сглаживание. В общем случае необходимо задавать модель изменения параметров помехи и соответственно принятой модели использовать то или иное сглаживание.

Оценка *вектора* может быть определена не только по оценке ПКМ (11.2), но и по *оценке обращенной ПКМ* —  $\hat{\Psi}(\nu) = \hat{\Phi}^{-1}(\nu)$  (11.3). Эта оценка может быть получена путем обращения оценки ПКМ (11.6). Однако существенно проще является рекуррентное оценивание этой матрицы непосредственно по «обучающим» выборкам без всякого формирования оценок (11.6).

Действительно, преобразование соответствующей оценки ПКМ  $\hat{\Phi}$  для получения оценки обращенной матрицы  $\hat{\Psi} = \hat{\Phi}^{-1}$  на каждом шаге адаптации требует выполнения порядка  $M^3$  операций комплексного умножения. Именно эту арифметическую операцию удобно реализовать при цифровой обработке.

Покажем на примере дискретного оценивания возможность рекуррентной коррекции преобразования ПКМ.

Для этого с учетом (11.7) преобразуем (11.8) к виду

$$\hat{\Phi}_{n+1} = \frac{n}{n+1} \left[ \hat{\Phi}_n + \frac{1}{2n} \bar{Y}_{n+1} \bar{Y}_{n+1}^{*T} \right]. \quad (11.10)$$

Матрицы вида  $k(\bar{A} + \alpha \bar{B} \bar{B}^{*T})$  преобразуются по правилу Дуайра (если матрица  $\bar{A}$  обращенная, а матрица  $\bar{B}$  — вектор-столбец) в соответствии с соотношением

$$\left[ k \left( \bar{A} + \alpha \bar{B} \bar{B}^{*T} \right) \right]^{-1} = k^{-1} \left[ \bar{A}^{-1} - \frac{\alpha \bar{A}^{-1} \bar{B} \bar{B}^{*T} \bar{A}^{-1 *T}}{1 + \alpha \bar{B}^{*T} \bar{A}^{-1} \bar{B}} \right]. \quad (11.11)$$

Применяя (11.11) к условиям (11.10)

$$k = \frac{n}{n+1}; \quad \bar{A} = \hat{\Phi}_n; \quad \alpha = \frac{1}{2n}; \quad \bar{B} = \bar{Y}_{n+1}; \quad \bar{A}^{*T} = \hat{\Psi}_n,$$

получим

$$\hat{\Psi}_{n+1} = \frac{n+1}{n} \left[ \hat{\Psi}_n - \frac{\hat{\Psi}_n \bar{Y}_{n+1} \bar{Y}_{n+1}^{*T} \hat{\Psi}_n}{2n + \bar{Y}_{n+1}^{*T} \hat{\Psi}_n \bar{Y}_{n+1}} \right] = \frac{n+1}{n} \left[ \hat{\Psi}_n - \frac{\bar{V}_n \bar{V}_n^{*T}}{2n + \bar{Y}_{n+1}^{*T} \bar{V}_n} \right], \quad (11.12)$$



где  $\bar{Y}_n = \hat{\Psi}_n \bar{Y}_{n+1}$ ,  $\hat{\Psi} = \hat{\Psi}_n^{*T}$  — эрмитова матрица. С поступлением новых данных в виде векторов  $\bar{Y}_{n+1}$ , эта рекуррентная формула позволяет последовательно уточнять  $\hat{\Psi}$  при дискретном оценивании и линейном сглаживании с затратой примерно  $M^2$  (а не  $M^3$ ) операций на каждом шаге. Для «запуска» рекуррентной процедуры (11.12) на первом шаге необходимо задать начальную матрицу  $\hat{\Psi}_0$ . В качестве начальной может быть использована матрица  $a\bar{I}$ , пропорциональная единичной матрице  $\bar{I}$ . Выбор такой начальной оценки позволяет, начав адаптацию с вектора  $\bar{R}_0 = \bar{X}$ , т. е. согласованной ДН, сформировать в ней в процессе адаптации провалы в направлениях на источники помех. Использование оценки (11.12) позволяет реализовать близкий к оптимальному выходной эффект адаптивного устройства при объеме выборки  $n$  (количество итераций), равному  $2m$ , где  $m$  — число точечных источников независимых помех. Количество операций комплексного умножения на каждом шаге при реализации (11.12) составляет порядка  $3M^2 + M$ . Требования к объему выборки могут быть снижены (объем вычислительных затрат уменьшен) при учете возможной специфики структуры ПКМ.

Можно показать, что полученная в результате вычисления (11.12) матрица является обращенной не к оценочной матрице (11.6), а суммарной (так называемой *регуляризованной*) матрице  $\hat{\Phi}_{n,p}$

$$\hat{\Phi}_{n,p} = a\bar{I} + \hat{\Phi}_n = a\bar{I} + \frac{1}{2n} \sum_{k=1}^n \bar{Y}_k \bar{Y}_k^{*T}, \quad (11.13)$$

равной полученной по (11.6) МП оценке с добавлением диагональной матрицы  $a\bar{I}$ . Эта добавка обеспечивает возможность обращения матрицы  $\hat{\Phi}_{n,p}$  уже с первой выборки ( $n - 1$ ) и, что более важно, обеспечивает эффективность обработки, близкую к граничной, за  $2M$  выборок, тогда как без нее обращение возможно только после  $M^3$  выборок, а быстродействие оценивается величиной  $2M$ .

При  $a = 1$  процедура упрощается и за оценку можно взять

$$\hat{\Psi} = (\bar{I} + \hat{\Phi})^{-1}, \quad (11.14)$$

Отметим, что рассмотренный способ является не единственным способом регуляризации матриц.

Неудовлетворительная обусловленность («способность» матрицы обращаться) обычно имеет место в ситуации, когда мощность организованных (коррелированных) помех значительно превышает мощность белого шума. Матрицу можно определить при любой мощности помехи, если объем выборок  $n$  в (11.6) меньше  $M$ .

Полученную дискретную оценку обращенной ПКМ (11.12) можно использовать для *вычисления оценки весового вектора* в соответствии с формулой (11.3). Для этого в (11.12) умножим правую часть на вектор ожидаемого пространственного сигнала и получим рекуррентную формулу оценивания непосредственно весового вектора

$$\hat{R}_{n+1} = \frac{n+1}{n} \left[ \hat{R}_n - \frac{\bar{V}_{n+1} \dot{Y}_{\Sigma(n+1)}^*}{2n + \bar{Y}_{n+1}^T \bar{V}_{n+1}} \right], \quad (11.15)$$

где  $\bar{V}_{n+1} = \hat{\Psi}_n \bar{Y}_{n+1}$ ;  $\dot{Y}_{\Sigma(n+1)}^* = \bar{Y}_{n+1}^{*T} \hat{R}_n$  — комплексно сопряженное значение комплексной амплитуды выходного напряжения устройства пространственной обработки.

Используя рекуррентную формулу (11.15) как алгоритм оценивания весового вектора, можно с помощью ЭВМ выполнить эту операцию для решения задачи пространственной обработки сигнала на фоне активных шумовых помех.

Вместе с тем, поскольку в формулу (11.15) входит оценка обращенной корреляционной матрицы (11.12), то количество операций комплексного умножения остается таким же ( $3M^2 + M$ ). Следует однако заметить, что в настоящее время известны и пути повышения быстродействия (уменьшения объема выборок) за счет использования априорной информации о структуре ПКМ.

## 12 Варианты построения систем защиты

### 12.1 Принципы построения адаптивных устройств защиты

Цифровые адаптивные системы защиты от активных помех реализуются согласно дискретному алгоритму оценивания весового вектора (11.15). Этот алгоритм реализует близкую к оптимальной пространственную обработку при довольно большом (в пределах бесконечности) количестве «обучающих» выборок. В этом случае оценка ПКМ близка к истинной, однако при этом снижается быстродействие адаптации.

Быстродействие (скорость сходимости) алгоритмов и объем вычислительных затрат являются важными показателями эффективности адаптивных устройств обработки сигналов на фоне помех с априори неизвестными статистическими характеристиками. Для адаптивного устройства в целом быстродействие связано с объемом вычислительных затрат.

Быстродействие иногда характеризуют временем, необходимым для достижения качественных показателей обработки, близких к предельно возможным в отсутствие априорной неопределенности (при известных статистических характеристиках помех). Для цифровой обработки это время определяется необходимым объемом обучающей выборки.

Быстродействие в случае параметрической априорной неопределенности зависит от размерности вектора (матрицы) неизвестных параметров, которые подвергаются оценке в процессе адаптации. Поэтому достоверная априорная информация об особенностях конкретной системы, которая позволяет снизить размерность этого вектора, может быть использована для ускорения процесса адаптации и уменьшения объема вычислительных затрат.

Структура адаптивных систем защиты РЭС от активных помех зависит от:

- способа оценивания неизвестных параметров весового вектора (ПКМ или обращенной ей матрицы);
- типа используемых в РЭС антенных систем (зеркальная антенна или антенная решетка);
- вида обработки сигнала в РЭС (аналоговая или цифровая).

При разработке адаптивных АР с системой защиты от активных помех учитываются все указанные выше факторы, в том числе необходимость наилучшего (с точки зрения быстродействия адаптации) соединения элементов АР с собственно системой защиты. Эта задача решается с помощью диаграммообразующей системы (ДОС). При этом

могут быть использованы различные варианты построения адаптивных АР как с *равноценными* каналами приема, так и с *выделенным основным* каналом.

## 12.2 Адаптивные антенные решетки с равноценными каналами

Для автоматизации процессов накопления и компенсации (адаптации) необходимо реализовать оценивание весового вектора по алгоритму (11.15).

Из выражения (11.15) видно, что данный алгоритм предусматривает использование обратной связи (ОС) в адаптивном устройстве пространственной обработки. При этом каналы обработки являются равноценными регулируемым каналами, а операции когерентного пространственного *накопления* сигнала и *компенсации* коррелированных помех *не разделяются*.

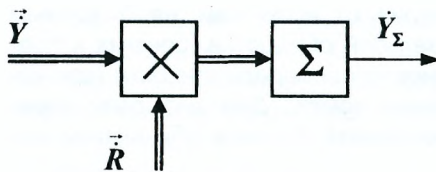


Рисунок 12.1

На рисунке 12.1 приведена структурная схема пространственной обработки сигнала на фоне активной шумовой помехи. Из рисунка 12.1 видно, что оптимальная обработка сводится к весовому суммированию колебаний, принимаемых равноценными регулируемым каналами. Колебание в каждом из каналов умножается на

комплексный весовой вектор, который изменяет принимаемое колебание как по амплитуде, так и по фазе. Взвешенные колебания подаются на сумматор, где и происходит пространственное накопление полезного сигнала (путем его синфазного суммирования) и компенсация коррелированной помехи за счет их взаимного вычитания (создания провалов в ДН в направлении на источники активных помех). Однако схема (рисунк 12.1) не автоматическая.

За счет использования цепей *корреляционной обратной связи* (КОС) устройство пространственной обработки становится автоматическим, обеспечивающим адаптацию системы защиты от помех к изменяющейся помеховой обстановке.

В то же время, как отмечалось ранее, приемный тракт РЭС стремятся сконструировать таким образом, чтобы канал согласованной обработки был выделен в самостоятельную ветвь, оптимальную в отсутствие внешних помех. При их появлении включаются дополнительные каналы, которые и решают задачу помехозащиты. В рассмотренном варианте построения устройства защиты (с равноценными каналами)



Рисунок 12.2

выделение основного канала (канала согласованной обработки) осуществляется путем создания максимума ДН, совпадающего с ожидаемым направлением на источник сигнала, а компенсационных (дополнительных) каналов — для создания провалов ДН в направлении на источники помех.

### 12.3 Адаптивная антенная решетка с выделенным каналом

Выделение основного канала может быть осуществлено различными способами. Для их описания удобно ввести соответствующую матрицу преобразования  $\bar{A}$ , структура и параметры которой определяют вид объединения элементов (модулей) АР. В качестве примера рассмотрим матрицу Адамара (при числе элементов  $M = 4$ )

$$\bar{A} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{vmatrix}. \quad (12.1)$$

На рисунке 12.2,а показан вариант схемы объединения каналов на основе матрицы Адамара (12.1) и диаграммы направленности основного (сплошная линия) и компенсационных каналов (пунктир) (рисунок 12.2,б), сформированные схемой объединения (рисунок 12.2,а).

В рассмотренном варианте (рисунок 12.2) преобразованный ожидаемый сигнал, вектор входных воздействий и весовой вектор имеют такой вид

$$\bar{X} = \begin{Bmatrix} 1 \\ 0 \end{Bmatrix}, \quad \bar{Y} = \begin{Bmatrix} \dot{Y}_o \\ \bar{Y}_k \end{Bmatrix}, \quad \bar{R} = \Psi_{11} \begin{Bmatrix} 1 \\ \bar{K}^* \end{Bmatrix}, \quad (12.2)$$

где  $\dot{Y}_o$  — комплексная амплитуда напряжения основного канала;  $\bar{Y}_k$  — матрица-столбец комплексных амплитуд напряжений компенсационных каналов размерности  $M - 1$ ;  $\bar{K}^*$  — матрица-столбец (вектор) весовых коэффициентов (коэффициентов передачи) компенсационных каналов размерности  $M - 1$ ;  $\Psi_{11}$  — первый диагональный элемент матрицы, обращенной к преобразованной корреляционной матрице помех.

На рисунке 12.3 изображен один из вариантов выделения основного канала с помощью диаграммообразующей схемы (ДОС). Для этого случая соотношения, описывающие алгоритм работы адаптивного устройства пространственной обработки с выделенным основным каналом, имеют такой вид

$$\dot{Y}_{\Sigma(n+1)} = \dot{Y}_{0(n+1)} + \hat{K}_{n-1}^* \bar{Y}_{k(n+1)}, \quad (12.3)$$

$$\hat{K}_n^* = \hat{K}_{n-1}^* - \frac{\bar{V}_{n-1} \dot{Y}_{\Sigma n}^*}{2(n-1) + \bar{Y}_{kn}^{*T} \bar{V}_{n-1}}, \quad (12.4)$$

$$\hat{\Psi}_{k(n-1)} = \frac{n-1}{n-2} \left[ \hat{\Psi}_{k(n-2)} - \frac{\bar{V}_{n-1} \bar{V}_{n-2}^{*T}}{2(n-2) + \bar{Y}_{k(n-1)}^{*T} \bar{V}_{n-2}} \right], \quad (12.5)$$

где  $\bar{V}_{n-1} = \hat{\Psi}_{k(n-1)} \bar{Y}_{kn}$ ;  $\bar{V}_{n-2} = \hat{\Psi}_{k(n-2)} \bar{Y}_{k(n-1)}$ ;  $\dot{Y}_{\Sigma}$  — комплексная амплитуда выходного напряжения устройства пространственной обработки;  $\hat{\Psi}_n$  — оценка преобразованной (обращенной) КМП компенсационных каналов.

Использование оценки  $\hat{\Psi}_{kn}$  в рекуррентной формуле оценивания весового коэффициента  $\hat{K}_n^*$  придает (12.4) следующий вид

$$\bar{K}_n^* = \bar{K}_{n-1}^* - \frac{1}{2n} \hat{\Psi}_{kn} \bar{Y}_{kn} \dot{Y}_{\Sigma n}^*. \quad (12.6)$$

Рассмотренные алгоритмы работы адаптивных устройств с равноценными каналами и с выделенным основным каналом практически эквивалентны по быстродействию в переходном режиме и по эффективности в установившемся режиме работы. В то же время отметим, что при использовании преобразования Фурье, Адамара и др. для выделения основного канала (кроме разделения функций накопления сигнала и компенсации помех), осуществляется предварительная (неадаптивная) пространственная селекция источников помеховых колебаний.

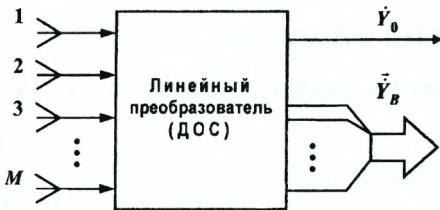


Рисунок 12.3

Кроме того, необходимо учитывать, что при разработке адаптивных АР в связи с большим объемом вычислений возникает задача ограничения числа цепей управления. Для решения этой задачи элементы АР объединяют в субрешетки и организуют процесс адаптации независимо в каждой субрешетке или объединяют выходы

субрешеток в адаптивном режиме. Объединение элементов АР в субрешетки позволяет не только сократить число ее адаптивных цепей управления, но и упростить конструкцию АР и облегчить управление ее элементами. Объединение элементов АР, однако, снижает потенциальные возможности РЭС.

Полученные в разд. 11.2 алгоритмы оценивания весового вектора (ПКМ и обращенной ей матрицы) позволяют на практике реализовать многоканальные цифровые адаптивные системы защиты РЭС от активных маскирующих помех. Для этого в современных РЭС используются ЭВМ или спецвычислители с программами, разработанными в соответствии с алгоритмами оценки МП весового вектора (11.15) и оптимальной пространственной обработки сигнала на фоне активных маскирующих помех.

Быстродействие адаптации таких систем может быть повышено за счет использования априорной информации о структуре ПКМ помех. Так, при многоканальном приеме (РЭС с АР, в том числе неэквидистантной) ПКМ является *эрмитовой*, т. е. она целиком определяется  $M(M - 1)/2$  комплексными поддиагональными (или наддиагональными) элементами и  $M$  действительными диагональными элементами. Зная структуру ПКМ, можно рассматривать как достоверную априорную информацию. Это позволяет примерно вдвое снизить размерность вектора оцениваемых параметров и объем вычислительных затрат сравнительно со случаем полной априорной неопределенности.

На практике широко используется АР с симметричным размещением попарно идентичных элементов относительно геометрического (фазового) центра. Особым случаем такой АР является *эквидистантная* антенная решетка. Центральная симметрия обуславливает специфическую симметрию ПКМ — так называемую *персимметрию* (симметрию элементов матрицы относительно боковой диагонали). Персимметрия эрмитовой ПКМ еще примерно вдвое уменьшает размерность вектора оцениваемых параметров, что может быть использовано для повышения быстродействия (уменьшения объема вычислительных затрат).

## 13 Многоканальные аналоговые адаптивные системы защиты

### 13.1 Оценивание весового вектора в аналоговых системах защиты

Переходя к оцениванию весового вектора в аналоговых системах, введем в (11.9) обозначении:  $T = n\Delta t$ , где  $\Delta t$  — интервал дискретизации;  $\hat{\hat{\Phi}}(t) = \hat{\hat{\Phi}}_n$  — искомая результирующая оценка;  $\hat{\hat{\Phi}}_y(t) = \hat{\hat{\Phi}}_y = \frac{1}{2}\bar{Y}\bar{Y}^T$  — текущая оценка КМ;  $\Delta\hat{\hat{\Phi}} = \hat{\hat{\Phi}}_{n-1} - \hat{\hat{\Phi}}_n$  — прирост КМ на шаге  $\Delta t$ . Из (11.9) при  $\Delta t \rightarrow 0$  и идеальном интеграторе с бесконечным временем интегрирования получим уравнение

$$\frac{d\hat{\hat{\Phi}}(t)}{dt} + \hat{\hat{\Phi}}(t) = \hat{\hat{\Phi}}_y(t), \quad (13.1)$$

из которого может быть получена оценка ПКМ  $\hat{\hat{\Phi}}(t)$ . Далее зависимость от  $t$  опускаем для упрощения записи.

Оценку обращенной матрицы определим как величину, обращенную оценке прямой, поэтому

$$\hat{\hat{\Phi}}^{-1}\hat{\hat{\Phi}} = 1. \quad (13.2)$$

Дифференцируя (13.1) по времени, домножив на  $\hat{\hat{\Phi}}^{-1} = \hat{\hat{\Psi}}$  справа и перенося в правую часть равенства, находим

$$\frac{d\hat{\hat{\Psi}}}{dt} = -\hat{\hat{\Psi}}\left(\frac{d\hat{\hat{\Phi}}}{dt}\right)\hat{\hat{\Psi}}. \quad (13.3)$$

Подставив из (13.1)  $\frac{d\hat{\hat{\Phi}}}{dt}$  в (13.3), получим уравнение непрерывного оценивания матрицы, обращенной КМП

$$\frac{d\hat{\hat{\Psi}}}{dt} = -\hat{\hat{\Psi}}(\hat{\hat{\Phi}}_y\hat{\hat{\Psi}} - \bar{I}). \quad (13.4)$$

На рисунке 13.1 приведена структурная схема блока оценивания обращенной КМП, которая реализует алгоритм (13.4). Уравнение непрерывного оценивания непосредственно весового вектора может быть получено, если помножить обе части равенства (13.3) на  $\bar{X}$  справа.

Тогда получим

$$\frac{d\hat{R}}{dt} = -\hat{\hat{\Psi}}(\hat{\hat{\Phi}}_y\hat{R} - \bar{X}). \quad (13.5)$$



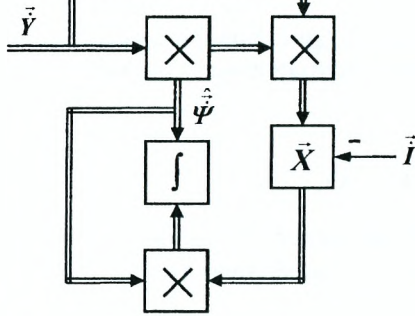


Рисунок 13.1

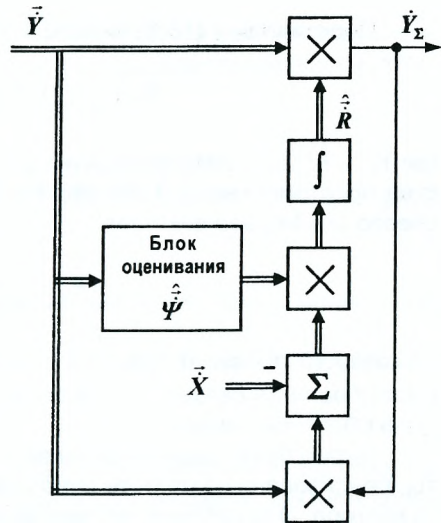


Рисунок 13.2

На рисунке 13.2 изображена структурная схема, реализующая алгоритм (13.5). В этой схеме блок оценивания обращенной КМП работает в соответствии с алгоритмом (13.3) и структурной схемой (рисунок 13.1).

Как вытекает из (13.5), оптимальное оценивание непосредственно весового вектора связано с оцениванием обращенной КМП  $\hat{\Psi}$ , а значит исключается возможность экономии аппаратуры. Более экономным оказывается квазиоптимальное (градиентное) оценивание весового вектора. Оно базируется на переходе к *стационарному* (установившемуся) режиму оценивания. Установившееся оценивание характеризуется значениями матожиданий  $M \left\{ \frac{d\hat{R}}{dt} \right\} \approx 0$ ,  $M \left\{ \hat{\Phi}_y \hat{R} - \bar{X} \right\} \approx \hat{\Phi} \hat{R} - \bar{X} \approx 0$ , оценкой весового вектора  $\hat{R} \approx \hat{\Psi} - \bar{X}$  и обеспечивается практически и при исключении матрицы  $\hat{\Psi}$  из уравнения (13.5). Последнее справедливо при сведении матрицы  $\hat{\Psi}$  к единичной, что на практике достигается за счет выравнивания интенсивности помех в каналах АР.

При переходе от идеального к реальному интегратору с конечной постоянной  $T$  уравнение (13.5) принимает вид

$$T \frac{d\hat{R}}{dt} = -\gamma(\hat{\Phi}_y \hat{R} - \bar{X}), \quad (13.6)$$

где  $\gamma$  — постоянная.

Подставляя в (13.6) вместо  $\hat{\Phi}_y \hat{R}$  его значение

$$\hat{\Phi}_y \hat{R} \approx (\bar{Y} \bar{Y}^{*T} / 2) \hat{R} = \bar{Y} \dot{Y}_\Sigma^* / 2,$$

где  $\dot{Y}_\Sigma = \bar{Y}^T \hat{R}^*$  — комплексная амплитуда выходного напряжения устройства пространственной обработки, получим уравнение оценивания *веса* *следящего вектора*

$$T \frac{d\hat{R}}{dt} = \gamma \left( \frac{1}{2} \bar{Y} \dot{Y}_\Sigma^* - \bar{X} \right), \quad (13.7)$$

из которого вытекает, что для оценивания *веса* *вектора* используется *обратная связь* ( $\bar{Y} \dot{Y}_\Sigma^*$ ), а постоянная  $\gamma$  определяется усилением в цепи обратной связи.

Далее будут рассмотрены аналоговые адаптивные системы защиты, реализованные на базе *градиентного* способа оценивания *веса* *вектора*. Эти системы получили название *корреляционных автокомпенсаторов*.

В ходе развития техники радиолокации инженерная мысль в ряде случаев опережала теорию. Например, структуры автокомпенсаторов (АК) помех были не синтезированы, а получены эвристическим путем. Это были изобретения Хаулса П. В. (США), Ширмана Я. Д., Красногорова С. И., Фединина В. В., Крылова И. П. (СССР) и др.

### 13.2 Обобщенные структуры автокомпенсаторов

Прежде чем анализировать конкретные варианты реализации автокомпенсаторов, рассмотрим их обобщенные структуры.

Относительно аналогового АК и устройства пространственной обработки с равноценными каналами (без выделения основного канала согласованной обработки) запишем дифференциальное уравнение оценивания *веса* *вектора* в виде

$$T \frac{d\hat{R}}{dt} + \hat{R} = \hat{R}_y, \quad (13.8)$$

где

$$\hat{R}_y = -\gamma \left[ \frac{\bar{Y} \dot{Y}_\Sigma^*}{2} - \bar{X} \right]. \quad (13.9)$$

Здесь  $\dot{Y}_\Sigma = \bar{Y}^T \hat{R}^*$  — комплексная амплитуда выходного напряжения АК;  $\bar{X}$  — вектор ожидаемого амплитудно-фазового распределения (АФР) сигнала;  $\gamma$  — коэффициент усиления цепи корреляционной обратной связи.

Покажем, что оценка (13.9) в *установившемся режиме* при определенных допущениях является *оптимальной*. Действительно, в этом режиме  $M \left\{ \frac{d\hat{R}}{dt} \right\} \approx 0$  и из (13.8) и (13.9) имеем

$$M \left\{ \hat{R} + \gamma \left[ \frac{\bar{Y}\bar{Y}^*T}{2} \right] \hat{R} \right\} = \gamma \bar{X}. \quad (13.10)$$

Здесь  $M \left\{ \hat{R} + \gamma \left[ \frac{\bar{Y}\bar{Y}^*T}{2} \right] \hat{R} \right\}$  означает усреднение. При усреднении по реализациям оценка  $\hat{R}$  переходит в  $\bar{R}$ . Учитывая также (11.5), перепишем (13.10) в виде

$$(\bar{I} + \gamma \bar{\Phi}) \bar{R} = \gamma \bar{X}. \quad (13.11)$$

При  $\gamma \gg 1$  единичной матрицей можно пренебречь. Тогда (13.11) преобразуется в необходимое для вычисления весового вектора уравнение (11.2),

$$\bar{\Phi} \bar{R} = \bar{X}, \quad (13.12)$$

которое является *оптимальным*.

Покажем возможность получения  $\hat{R}(t)$  с помощью элементов аналоговой техники. Обратимся к уравнению (13.8). Его решение в установившемся режиме имеет вид

$$\hat{R}(t) = \int_0^t \hat{R}_y(s) v(t-s) ds, \quad (13.13)$$

где  $v(t) = \exp(-t/T)/T$ ,  $t > 0$ .

Соотношение  $\hat{Y}_\Sigma = \bar{Y}^T \hat{R}^*$  и (13.8), (13.9) определяют структуру адаптивного устройства с равноценными каналами (рисунок 13.3). Особенностью этого устройства является деление его на две цепи: вычисления результата пространственной обработки  $\hat{Y}_\Sigma$  и оценивания весового вектора  $\hat{R}$ . В цепи оценивания  $\hat{R}$  предусмотрен ряд параллельно действующих элементов: перемножителей, предназначенных для перемножения скаляра  $\hat{Y}_\Sigma^*$  и составляющих вектора  $\bar{Y}$ ; блоков введения опорных напряжений согласованной обработки (составляющих вектора  $\bar{X}$ ); интегрирующих усилителей с коэффициентом усиления  $\gamma$  и постоянной времени  $T$ . Наличие в этой цепи умножителей и интеграторов, вычисляющих корреляцию выходного колебания  $\hat{Y}_\Sigma$  с колебаниями каналов АР  $\bar{Y}^T$ , позволяет назвать эту цепь — цепью *корреляционной обратной связи* (КОС).

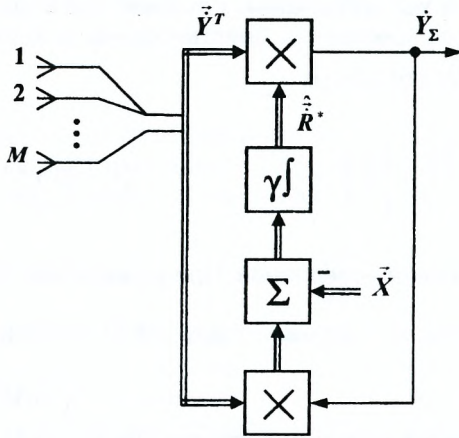


Рисунок 13.3

В отсутствие внешних коррелированных помех весовой вектор  $\vec{R}$  в установившемся режиме работы пропорционален вектору ожидаемого АФР сигнала  $\vec{X}$ , что соответствует согласованному приему колебаний  $\vec{Y}$ . Воздействие коррелированных помех сопровождается формированием дополнительных управляющих напряжений в цепи КОС и соответствующей коррекцией оценки весового вектора  $\hat{\vec{R}}$ . Результатом этой коррекции является когерентная компенсация коррелированных помех с образованием соответствующих провалов

в ДН антенной решетки.

Далее рассмотрим вариант построения адаптивного устройства с выделенным основным каналом согласованной обработки при наличии  $m = M - 1$  компенсационных (дополнительных) каналов.

Вектор ожидаемого сигнала и весовой вектор обработки для устройства с выделенным основным каналом можно представить в виде

$$\vec{X} = \begin{Bmatrix} 1 \\ 0 \end{Bmatrix}; \hat{\vec{R}} = \begin{Bmatrix} \hat{R}_0^* \\ \vec{K} \end{Bmatrix}; \frac{d\hat{\vec{R}}^*}{dt} = \begin{Bmatrix} 0 \\ \frac{d\vec{K}}{dt} \end{Bmatrix}. \quad (13.14)$$

Здесь  $\vec{K} = \begin{Bmatrix} K_1 \\ \vdots \\ K_m \end{Bmatrix}$  — блок вектора-столбца размерностью  $m$ .

Подставляя (13.14) в  $M$ -размерное векторное уравнение (13.8), сводим последнее по каждому ряду к двум уравнениям — к скалярному и векторному размерности  $m = M - 1$ .

Скалярное уравнение  $R_0 = 1$  учитывает, что вся согласованная обработка реализуется только одним, предназначенным для нее, основным каналом.

Векторное уравнение размерностью  $m = M - 1$  означает самонастройку весовых коэффициентов

$$T \frac{d\vec{K}}{dt} + \vec{K} = \frac{-\gamma \vec{Y}_\Sigma \vec{Y}_k^*}{2}, \quad (13.15)$$

где  $\dot{Y}_\Sigma = \dot{Y}_0 + \bar{K}^T \bar{Y}_k$  — выходное напряжение адаптивного устройства с выделенным основным каналом;  $\dot{Y}_0$  — комплексная амплитуда напряжения основного канала;  $\bar{Y}_k = \|\dot{Y}_1 \dot{Y}_2 \dots \dot{Y}_n\|^T$  — вектор комплексных амплитуд напряжений компенсационных каналов.

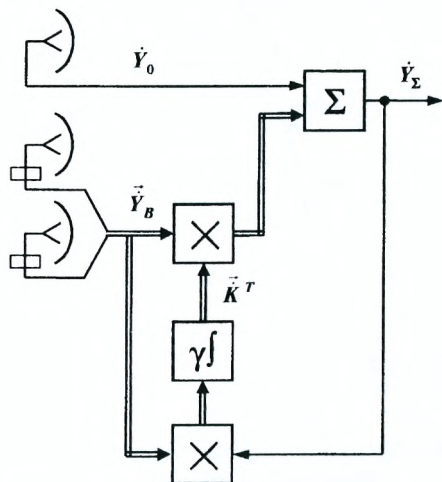


Рисунок 13.4

Разделение основного и компенсационных каналов можно осуществить с помощью диаграммообразующей схемы, которая реализует преобразования Фурье, Адамара и др. На практике в РЭС широко используются зеркальные антенны. При этом основной луч ДН (согласованная обработка) формируется с помощью параболического зеркала, в фокусе которого устанавливается облучатель. Компенсационные каналы имеют свои слабо направленные антенны. Структура устройства адаптивной обработки с выделенным основным каналом представлена на рисунке 13.4. Адаптивными устройствами в этой схеме служат автокомпенсаторы.

В цепи КОС многоканального АК (рисунок 13.4) в соответствии с (13.15) формируются весовые коэффициенты  $\bar{K}$ , с помощью которых осуществляется компенсация помех основного канала взвешенной суммой помех компенсационных каналов. При этом в направлении на источники помех в результирующей ДН формируются провалы.

В установившемся режиме справедливо равенство  $M \left\{ \frac{d\bar{K}}{dt} \right\} \approx 0$ . Определяя матожидание обеих частей равенства (13.15), находим установившееся значение весовых коэффициентов

$$\bar{K}_{уст} = -\gamma M \left\{ \frac{\dot{Y}_\Sigma \bar{Y}_k^*}{2} \right\}. \quad (13.16)$$

Компенсационные каналы отключаются, если принятые ими помехи не коррелированы с помехой основного канала.

Принцип действия адаптивных устройств (многоканальных автокомпенсаторов) дополнительно поясним на примере одноканального АК, обобщенная структурная схема которого приведена на рисунке 13.5,а. Одноканальный АК имеет один регулируемый компенсационный канал (отсюда — одноканальный) и один нерегулируемый основной

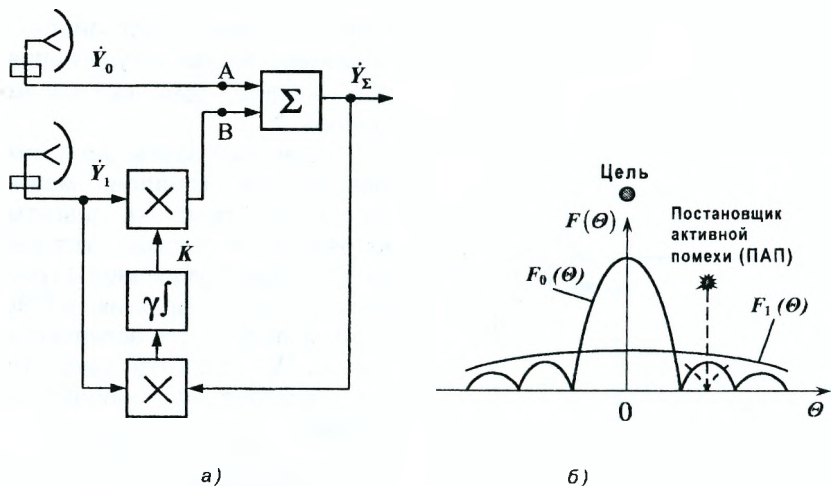


Рисунок 13.5

канал. Максимум основной ДН формируется в ожидаемом направлении на источник сигнала (рисунок 13.5,б). Напомним, что рассматриваемый корреляционный АК для выделения сигнала на фоне активных шумовых помех использует различия в направлениях их прихода. Поэтому допустим, что источник активной помехи (ИАП) воздействует по боковым лепесткам ДН. Тогда ДН компенсационного канала должна перекрывать боковые лепестки ДН основного канала (рисунок 13.5,б). Для компенсации помехи путем суммирования необходимо обеспечить равенство по амплитуде и противофазность помеховых колебаний на входах сумматора АК (точки А и В на рисунке 13.5,а). Последнее достигается подстройкой амплитуды и фазы помехового напряжения  $\dot{Y}_1$  компенсационного канала за счет умножения его на комплексный весовой коэффициент  $\dot{K}$ .

Допустим, что в силу малой по сравнению с помехой энергии полезного сигнала весовой коэффициент  $\dot{K}$  определяется только помехой. Тогда весовой коэффициент  $\dot{K}$  оценивается согласно (13.15) так:

$$T \frac{d\dot{K}}{dt} + \dot{K} = \frac{-\gamma \dot{Y}_\Sigma \dot{Y}_1^*}{2}, \quad (13.17)$$

где

$$\dot{Y}_\Sigma = \dot{Y}_0 + \dot{K} \dot{Y}_1. \quad (13.18)$$

В установившемся режиме (13.16)

$$\dot{K}_{уст} = -\gamma M \left\{ \frac{\dot{Y}_\Sigma \dot{Y}_1^*}{2} \right\} \quad (13.19)$$

Из (13.18) и (13.19) вытекает, что при  $\gamma \rightarrow \infty$  выходное колебание не коррелировано с колебанием компенсационного канала. Отметим, что структурные схемы автокомпенсаторов (рисунки 13.3– 13.5) имеют обобщенный характер, поскольку в них не конкретизируется техническая реализация элементов умножения и вычисления комплексных функций. Далее рассмотрим практические схемные решения автокомпенсаторов, которые нашли широкое внедрение в радиоэлектронной технике.

### 13.3 Примеры реализации автокомпенсатора

В зависимости от способа представления весового коэффициента  $\dot{K}$  как комплексной величины рассматривают *квадратурный* ( $\dot{K} = K_{cos} + jK_{sin}$ ) и *гетеродинный* ( $\dot{K} = K e^{j \arg K}$ ) типы автокомпенсатора.

Сначала рассмотрим случай формирования весового (управляющего) напряжения на видеочастоте, которое происходит в *квадратурном автокомпенсаторе*. Для анализа представим комплексное число  $K$  через реальную  $K_{cos}$  и мнимую  $K_{sin}$  части (рисунок 13.6)

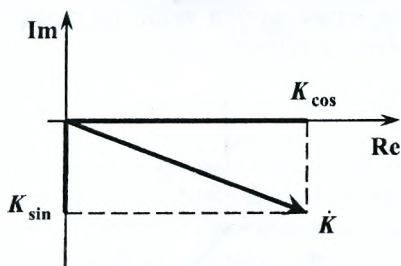


Рисунок 13.6

$$\dot{K} = K_{cos} - jK_{sin} \quad (13.20)$$

(знак «минус» обусловлен введенным ранее равенством  $\dot{K}^* = \dot{K}$ ).

Подставляя (13.20) в (13.18), получим

$$\dot{Y}_\Sigma = \dot{Y}_0 + K_{cos} \dot{Y}_1 + K_{sin} \dot{Y}_{1\perp}. \quad (13.21)$$

где  $\dot{Y}_{1\perp} = -j\dot{Y}_1$  — квадратурная составляющая вектора  $\dot{Y}_1$ , полученная поворотом вектора  $\dot{Y}_1$  на  $90^\circ$ , так как  $e^{-j\pi/2} = -j$ .

Мгновенное значение суммарного выходного напряжения определяется равенством

$$y_\Sigma(t) = y_0(t) + K_{cos} y_1(t) + K_{sin} y_{1\perp}(t). \quad (13.22)$$

В свою очередь, дифференциальные уравнения для квадратурных составляющих  $K_{cos}$  и  $K_{sin}$  имеют вид

$$\begin{aligned} T \frac{dK_{cos}(t)}{dt} + K_{cos}(t) &= -\gamma y_1(t) y_\Sigma(t), \\ T \frac{dK_{sin}(t)}{dt} + K_{sin}(t) &= -\gamma y_{1\perp}(t) y_\Sigma(t). \end{aligned} \quad (13.23)$$

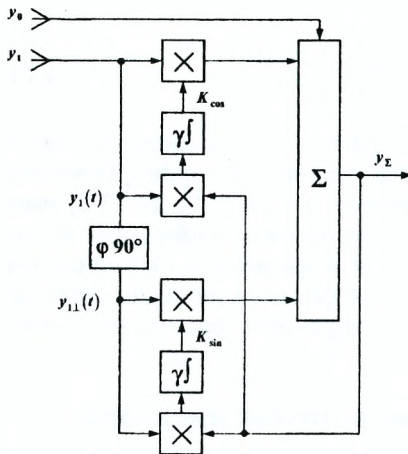


Рисунок 13.7

Структурная схема одноканального квадратурного автокомпенсатора, реализующая уравнения (13.21)–(13.23), представлена на рисунке 13.7. Как следует из рисунка 13.7, данный АК имеет два регулируемых квадратурных подканала с действительными коэффициентами передачи  $K_{\cos}$  и  $K_{\sin}$ , в силу чего и называется *квадратурным*. В каждом подканале имеется балансный усилитель с управляемым и инвертируемым коэффициентом передачи (умножитель) и коррелятор (соединение умножителя и интегратора), выходное напряжение которого регулирует коэффициенты

усиления компенсационных подканалов. С помощью фазовращателя обеспечивается сдвиг по фазе на  $90^\circ$  между напряжениями в квадратурных подканалах.

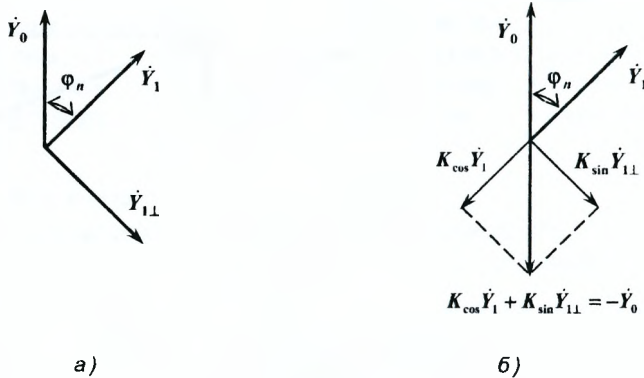


Рисунок 13.8

Принцип компенсации помех можно пояснить с помощью векторных диаграмм, показанных на рисунке 13.8 (модуль коэффициента корреляции предполагается равным 1). Вектор  $Y_0$  соответствует напряжению помехи в основном канале, а  $Y_1$  — в компенсационном канале. Фазовый сдвиг между напряжениями помехи в основном и компенсационном каналах показан в виде угла  $\varphi_n$  между соответствующими векторами  $Y_0$  и  $Y_1$ . Его величина зависит от различий в направлениях прие-



ма полезного сигнала и активных помех. Этот сдвиг может также зависеть от разности фазовых центров основной и компенсационной антенн, расхождения электрических длин основного и компенсационного каналов и т. д. Напряжение компенсационного канала представляется двумя составляющими  $\dot{Y}_1$  и  $\dot{Y}_{1\perp}$  (рисунок 13.8,а). На выходах регулируемых усилителей формируются компенсирующие напряжения  $K_{cos}\dot{Y}_1$  и  $K_{sin}\dot{Y}_{1\perp}$  (рисунок 13.8,б). Результирующий вектор суммарного напряжения компенсационных подканалов  $K_{cos}\dot{Y}_1 + K_{sin}\dot{Y}_{1\perp}$  в установившемся режиме и при полной корреляции помех оказывается равным по длине и противофазным вектору помехи основного канала  $\dot{Y}_0$ , поступающему на вход сумматора.

При этом выходное напряжение АК  $\dot{Y}_\Sigma$  полностью декоррелируется с напряжением компенсирующего канала  $\dot{Y}_1$ , т. е.

$$M \{ \dot{Y}_\Sigma \dot{Y}_1^* \}_{K=K_{\text{опт}}} = 0. \quad (13.24)$$

Декорреляция выходного и компенсирующего напряжений, которая обеспечивается за счет корреляционной обратной связи, является признаком минимизации дисперсии помехи на выходе АК.

Значение коэффициента передачи  $\dot{K}$ , обеспечивающее минимум дисперсии помехи на выходе АК в установившемся режиме, должно равняться

$$K_{\text{опт}} = -\dot{\rho} \frac{\sigma_0}{\sigma_1}, \quad (13.25)$$

где  $\dot{\rho} = \frac{M \{ \dot{Y}_0 \dot{Y}_1^* \} / 2}{\sigma_0 \sigma_1}$  — коэффициент корреляции комплексных амплитуд помех компенсируемого и компенсирующего напряжений на входах основного и компенсационного каналов;  $\sigma_0, \sigma_1$  — среднеквадратические значения помехи на входах основного и компенсационного каналов.

В свою очередь, для рассмотренного примера значение коэффициента передачи  $\dot{K}$  в установившемся режиме, как отмечалось выше, равняется

$$K_{\text{уст}} = -\gamma M \{ \dot{Y}_0 \dot{Y}_1^* \} / 2. \quad (13.26)$$

При сильной обратной связи ( $\gamma \gg 1/\sigma_1^2$ ), подставляя значение  $\dot{Y}_\Sigma = \dot{Y}_0 + \dot{K}\dot{Y}_1$  в (13.24), после преобразований получим

$$\dot{K}_{\text{уст}} = \dot{K}_{\text{опт}} = -\dot{\rho} \frac{\sigma_0}{\sigma_1} = -(\rho_{cos} - j\rho_{sin}) \frac{\sigma_0}{\sigma_1}. \quad (13.27)$$

Тогда значения  $K_{cos}$  и  $K_{sin}$  ( $\dot{K} = K_{cos} - jK_{sin}$ ) в установившемся режиме будут соответственно равны

$$\begin{aligned} K_{cos} &= -\rho_{cos} \frac{\sigma_0}{\sigma_1}, \\ K_{sin} &= -\rho_{sin} \frac{\sigma_0}{\sigma_1}. \end{aligned} \quad (13.28)$$

При точном выполнении квадратурности обработки шумы компенсационных подканалов являются некоррелированными и поэтому подканалы настраиваются независимо.

Результирующую дисперсию помехи на выходе АК вычислим следующим образом

$$\begin{aligned} \sigma_{\Sigma}^2 &= \frac{1}{2}M \{|\dot{Y}_{\Sigma}|^2\} = \frac{1}{2}M \{|\dot{Y}_0 + \dot{K}\dot{Y}_1|^2\} = \\ &= \frac{1}{2}M \{|\dot{Y}_0|^2\} + \dot{K}M \{\dot{Y}_0^* \dot{Y}_1\} + |\dot{K}|^2 \frac{1}{2}M \{|\dot{Y}_1|^2\} = \\ &= \sigma_0^2 - 2|\dot{\rho}|^2 \sigma_0^2 + |\dot{\rho}|^2 \sigma_0^2 = \sigma_0^2 (1 - |\dot{\rho}|^2). \end{aligned} \quad (13.29)$$

Показателем качества работы АК является коэффициент подавления помехи  $K_n$ , определяемый для одноканального АК выражением

$$K_n = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_{\Sigma}^2} = \frac{1}{1 - |\dot{\rho}|^2}. \quad (13.30)$$

Для эффективной компенсации помех значение модуля коэффициента корреляции  $|\dot{\rho}|$  должно быть близким к единице. Поэтому для качественной компенсации помех необходимо обеспечить высокую идентичность амплитудно- и фазочастотных характеристик приемных трактов и антенных элементов основного и компенсационного каналов. Для ослабления влияния неидентичности частотных характеристик приемных трактов на качество компенсации помех автокомпенсаторы целесообразно включать как можно ближе ко входу антенны.

Решение данной задачи в ряде случаев облегчается при использовании в этих трактах цифровых устройств для формирования весовых коэффициентов.

В аналоговом квадратурном автокомпенсаторе при формировании управляющего напряжения операция усреднения во времени (интегрирования) осуществляется на постоянном токе.

Используется также гетеродинный АК, в котором эта операция выполняется на переменном токе путем интегрирования (накопления) в узкополосном контуре. Структурная схема гетеродинного АК представлена на рисунке 13.9. Алгоритм работы гетеродинного АК можно получить, умножив (13.18) на  $\exp[j2\pi(f_0 + f_c)t]$ , а (13.19) на  $\exp(j2\pi f_c t)$ . При этом получим такие соотношения

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{\Sigma} e^{j2\pi(f_0+f_c)t} &= (\dot{Y}_0 e^{j2\pi f_0 t}) e^{j2\pi f_c t} + (\dot{K} e^{j2\pi f_c t}) \dot{Y}_1 e^{j2\pi f_0 t}, \\ \dot{K} e^{j2\pi f_c t} &= -\gamma M [\dot{Y}_{\Sigma} e^{j2\pi(f_0+f_c)t} (\dot{Y}_1 e^{j2\pi f_0 t} / 2)^*]. \end{aligned} \quad (13.31)$$

На вход гетеродинного АК (рисунок 13.9) поступают напряжения помехи с комплексными амплитудами  $\dot{Y}_0$  и  $\dot{Y}_1$  на несущей частоте  $f_0$ . Оба напряжения в соответствующих смесителях (перемножителях) 1 и

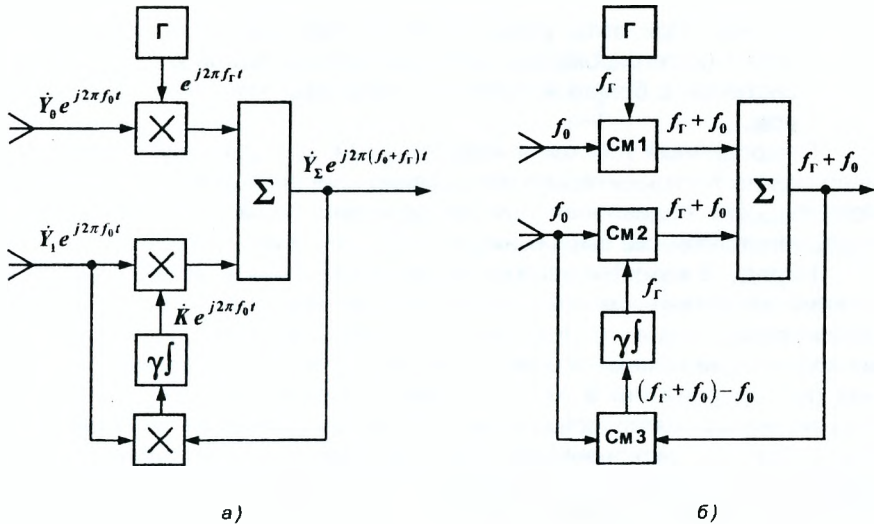


Рисунок 13.9

2 преобразуются на суммарную несущую частоту  $f_0 + f_r$ . При преобразовании напряжения основного канала используется гетеродинное напряжение с неуправляемыми, а компенсационного – с управляемыми амплитудой  $|K|$  и фазой  $\arg K$ . В результате такого преобразования обеспечивается необходимая для компенсации амплитуда и фаза компенсирующего напряжения  $K \dot{Y}_1 \exp[j2\pi(f_0 + f_r)t]$ .

Суммарное напряжение частоты  $f_0 + f_r$  поступает на вход АК и в цепь КОС, в которой вырабатывается гетеродинное напряжение  $K \exp(j2\pi f_r t)$  согласно (13.31). Для этого выходное напряжение  $\dot{Y}_\Sigma \exp[j2\pi(f_0 + f_r)t]$  перемножается со входным напряжением компенсационного канала  $\dot{Y}_1 \exp(j2\pi f_0 t)$ . На выходе смесителя 3 выделяется напряжение разностной частоты  $(f_0 + f_r - f_0 = f_r)$ , начальная фаза которого определяется разностью начальных фаз перемножаемых колебаний, что учитывается в (13.31) знаком комплексного сопряжения  $[\dot{Y}_1 \exp(j2\pi f_0 t)]^*$ .

Таким образом, особенностями обработки в гетеродинном АК являются:

- введение комплексного весового коэффициента  $K$  путем гетеродинирования с соответствующим управлением в смесителе 3;
- вычисление корреляционного момента выходного и компенсационного напряжения путем гетеродинирования комплексной амплитуды колебаний гетеродинной частоты как некоторой усред-

ненной. При этом усреднение обеспечивается за счет накопления (интегрирования) колебаний узкополосной колебательной системой с большой памятью, например, кварцевым резонатором.

Гетеродинный АК, как и квадратурный, декоррелирует выходное напряжение  $\dot{Y}_\Sigma$  относительно напряжения компенсационного канала  $\dot{Y}_1$ . Коэффициент подавления помехи одноканальным гетеродинным АК определяется тем же выражением (13.30), что и квадратурный АК.

Наряду с коэффициентом подавления помех в установившемся режиме качественным показателем АК является его быстродействие (время вхождения в установившийся режим адаптации). Поскольку время корреляции помехи обычно существенно меньше времени накопления (интегрирования) в АК, то об установлении случайной величины  $\dot{K}(t)$  можно ориентировочно судить по установлению ее матожидания  $K_{cp} = M\{K(t)\}$ . Дифференциальное уравнение такого установления получают из (13.15) и (13.16), вычисляя матожидание от обеих частей равенства (13.15). Полученное скалярное уравнение имеет вид

$$T_d \frac{d\dot{K}_{cp}}{dt} + \dot{K}_{cp} = \dot{K}_{уст}, \quad (13.32)$$

где  $\dot{K}_{уст} = -\gamma\sigma_0\sigma_1\dot{\rho}(1 + \gamma\sigma_1^2)$  — установившееся комплексное значение  $K_{cp}$ ;  $T_d$  — динамическая постоянная времени при замкнутой цепи КОС. Оно определяется соотношением

$$T_d = \frac{T}{(1 + \gamma\sigma_1^2)}, \quad (13.33)$$

где  $T$  — постоянная времени интегратора.

Если  $\gamma\sigma_1^2 \gg 1$ , то динамическая постоянная времени  $T_d$  значительно меньше  $T$ . Зависимости  $|\dot{K}_{cp}/\dot{K}_{уст}| = 1 - \exp(-t/T_d)$  и  $\sigma_\Sigma/\sigma_0 \approx \exp(-t/T_d)$ , которые характеризуют изменения во времени модуля коэффициента передачи АК и уровня нескомпенсированного остатка помехи при  $|\dot{\rho}| = 1$ , представлены на рисунке 13.10. Отметим, что эффективная компенсация одновременно действующих  $N$  помех происходит лишь при наличии не менее  $M - 1 = N$  независимых компенсационных каналов приема со своими антеннами. Так, при наличии двух разнесенных в пространстве по углу источников помех необходимо использовать как минимум двухканальный автокомпенсатор. На рисунке 13.11 приведен пример такого гетеродинного АК.

До сих пор работа АК рассматривалась в предположении отсутствия полезного сигнала на входах каналов АК. При наличии достаточно мощного и длительного полезного сигнала на входах как основного, так и компенсационных каналов АК, последний может осуществлять компенсацию и сигнала (даже при наличии угловых различий между целью

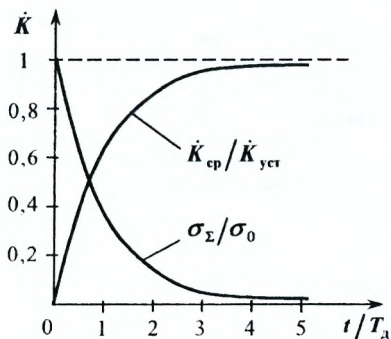


Рисунок 13.10

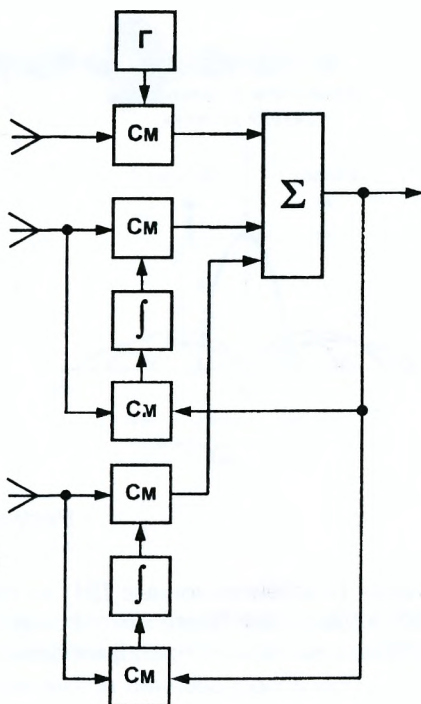


Рисунок 13.11

и источником помех). Однако если полезный импульсный сигнал имеет небольшой уровень и малую длительность по сравнению с временем настройки цепей КОС, то в этом случае цепи адаптации практически не реагируют на полезный сигнал, настраиваются по помехе и АК компенсирует помеху (при наличии различий по направлению прихода). В противном случае (большие мощность и длительность сигнала) необходимо принимать специальные меры для исключения полезного сигнала из цепей КОС. Эти меры могут быть основаны на использовании пространственных, временных и частотных различий полезного сигнала и помехи. Кроме того, могут быть использованы алгоритмические методы.

Так, при использовании пространственных различий задача решается путем формирования провалов в ДН компенсационных антенн в ожидаемом направлении прихода полезного сигнала, т. е. в области максимума главного лепестка ДН основного канала (рисунок 13.12,а). Относительно АР (рисунок 13.12,б) такие диаграммы можно создать, например, путем суммирования всех каналов (основная ДН) и вычи-

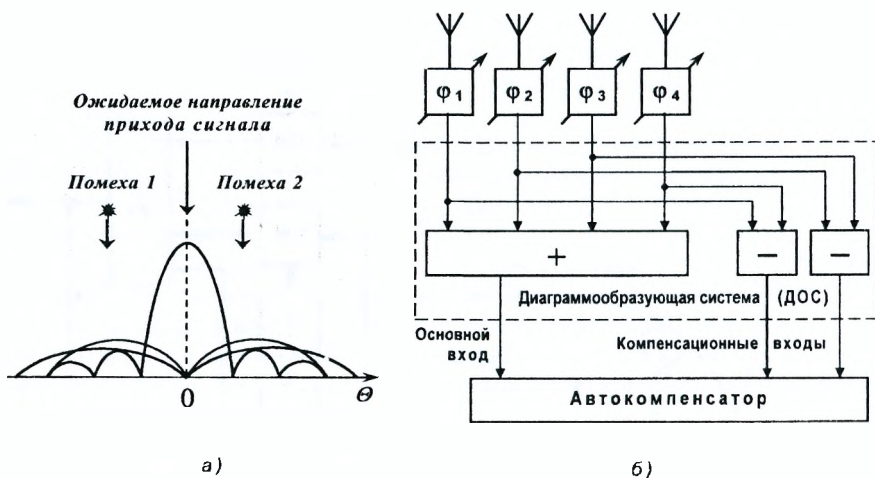


Рисунок 13.12

тания (компенсационные ДН) напряжений соответствующих элементов АР. Кроме того, диаграммообразующая система (ДОС) может быть построена на основе преобразования Фурье, Адамара и др.

При использовании *временных различий* весовые коэффициенты могут формироваться в моменты отсутствия полезного сигнала (когда РЭС не излучает). Полученные весовые коэффициенты запоминаются («замораживаются»), т. е. сохраняются на определенное заданное время, например, период зондирования (рисунок 13.13).

Использование *частотных различий* возможно в тех случаях, когда помеха имеет составляющие частотного спектра, не перекрывающиеся со спектром полезного сигнала. Эти составляющие (с помощью соответствующих фильтров) могут быть выделены и использованы для управления цепями адаптации (рисунок 13.14).

Однако описанные выше специальные меры не могут устранить компенсацию сигнала наряду с компенсацией помехи в отсутствие пространственных различий между направлениями прихода полезного сигнала и помехи. Образующий с помощью АК провал в ДН в направлении источника помех в данном случае исключает и прием полезного сигнала. В случае отсутствия угловых различий между направлениями прихода сигнала и помехи необходимо использовать другие различия (по другим параметрам), например, по поляризации.

*Поляризационные различия* могут быть использованы, например, когда помеха, перекрывая полезный сигнал как в частотной, так и во временной областях, воздействует на РЭС по главному лепестку ДН

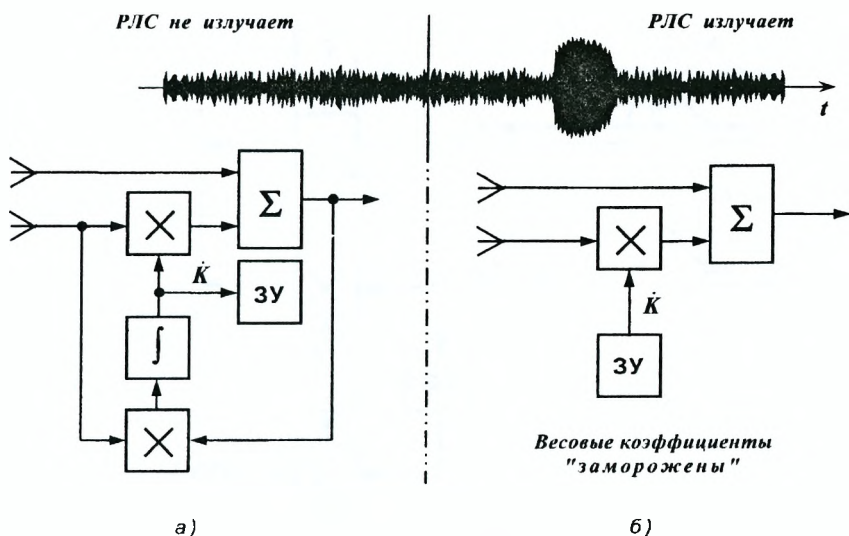


Рисунок 13.13

антенны. В этом случае ни пространственные, ни частотные, ни временные методы селекции невозможны. Остается проанализировать возможности поляризационной селекции.

Автоматическая подстройка поляризации может осуществляться за счет использования корреляционного АК (квадратурного или гетеродинного) и двухканальной антенны. Конструкция антенны позволяет обеспечить прием колебаний с двумя взаимно ортогональными поляризациями (например, линейными поляризациями). На рисунке 13.15,а приведена упрощенная схема автоматического поляризационного селектора, построенного на базе квадратурного автокомпенсатора. Такой АК обеспечивает компенсацию помех от одного источника, действующего по главному лепестку ДН приемной антенны РЭС.

Пусть помеха  $N$  имеет, например, регулярную эллиптическую поляризацию. В этом случае между ортогональными составляющими  $N_x$  и  $N_y$  существует фазовый сдвиг  $\varphi$  (значение  $\varphi$  зависит от вида поляризации). Автокомпенсатор выравнивает амплитуды и фазы входных колебаний и компенсирует помеху (рисунок 13.15,б). Полезный сигнал имеет иную поляризацию, а значит и другой фазовый сдвиг между его ортогональными составляющими. Колебания сигнала можно разложить на две составляющие: одну, которая имеет поляризацию помехи, и другую — ей ортогональную. Первая составляющая сигнала будет подавлена поляризационным селектором, а для другой составляющей этот селектор оказывается оптимально настроенным. Вторая составляющая

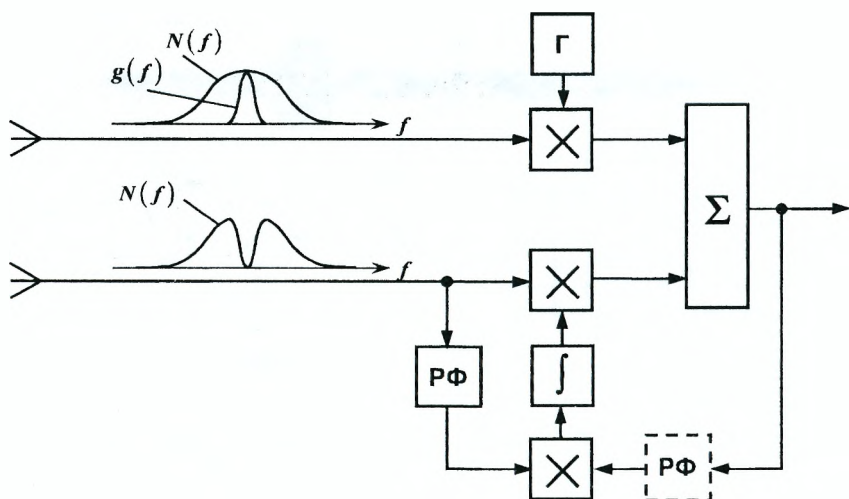


Рисунок 13.14

и представляет положительный выходной эффект. На полезный сигнал малой длительности цепь КОС не успевает среагировать, т. к. длительность сигнала значительно меньше времени установления АК.

Таким образом, если сигнал и помеха имеют разную регулярную поляризацию, то в результате работы АК антенная система настраивается на поляризацию, ортогональную поляризации помехи.

Необходимо, однако, заметить, что использование активных помех с хаотической поляризацией существенно затрудняет возможность поляризационной селекции.

Автокомпенсационные устройства с корреляционной обратной связью можно использовать не только для реализации пространственной (угловой) или поляризационной, но и других видов адаптации.

Рассмотренные методы защиты РЛС от активных маскирующих помех могут быть использованы и для защиты РЭС другого назначения (передачи информации, навигационных, управления и др.). Эти же методы в полной мере могут быть использованы и для защиты РЭС от непреднамеренных помех. Особенности использования рассмотренных методов защиты в основном сводятся к учету вида полезного сигнала, используемого в том или ином РЭС. В зависимости от вида сигнала для его обнаружения на фоне помехи наряду с основным различием между полезным сигналом и помехой, на базе которого строится система защиты, следует использовать дополнительные различия.



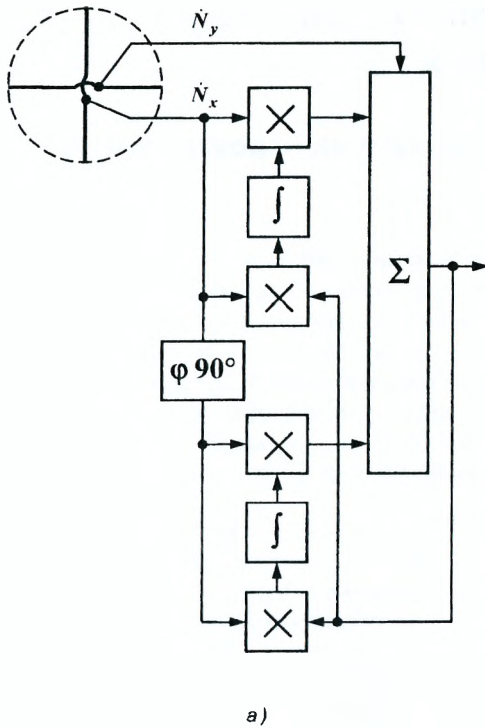


Рисунок 13.15

Например, если в РЭС используется непрерывный сигнал, то для исключения компенсации полезного сигнала на фоне непрерывной помехи (при пространственной селекции) могут быть учтены частотные различия сигнала и помехи.

## 14 Нелинейная обработка сигнала на фоне негаусовских помех

### 14.1 Негаусовские помехи и их вероятностные модели

До сих пор рассматривалась линейная обработка сигнала на фоне гаусовских помех. На практике многие внешние помехи радиоэлектронным системам являются случайными процессами с негаусовским распределением плотности вероятностей мгновенных значений. Примеры таких распределений  $p(n)$  показаны на рисунке 14.1, где пунктирной линией, как эталон, изображен гаусовский закон 1, для которого острота пика равна нулю. У экспоненциального закона (2) острота пика наибольшая, а у кривой 3 – плоская вершина. Кривая 4 имеет два пика.

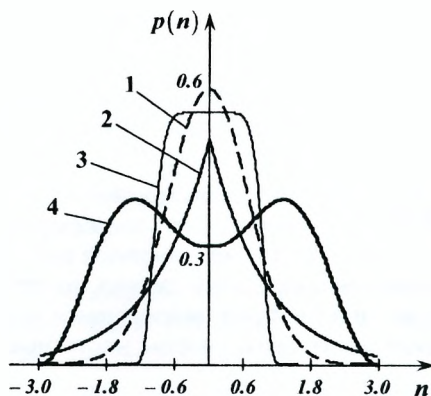


Рисунок 14.1

Негаусовские помехи делятся на импульсные и синусоидальные. Помехи импульсного типа образуются частыми выбросами мгновенных значений. Такими помехами являются промышленные, активные импульсные и отражения от волнистой поверхности моря.

Помехи синусоидального типа имеют редкие выбросы за пределами наиболее вероятных значений. В качестве примера приведем математическое описание *полигаусовского* закона распределения, который представляет собой линейную комбинацию гаусовских законов, т. е.

$$p(n) = \sum_{i=1}^N P_i p_i(n), \text{ при } \sum_{i=1}^N P_i = 1, \text{ где } p_i(n) \text{ — } i\text{-ый гаусовский закон.}$$

Распределение в виде произведения квазигаусовских распределений независимых дискрет имеет вид  $p(n) = \prod_{i=1}^N P_i(n)$ , где  $P_i(n) = k \exp(-a|n_i|^{2\nu})$ ,  $k = \nu a^{\frac{1}{2\nu}} / \Gamma(\frac{1}{2\nu})$ ,  $\Gamma(x)$  — гала-функция. При  $\nu = 1$  имеет место гаусовский закон распределения, при  $\nu < 1$  более острый, при  $\nu > 1$  более тупой, чем гаусовский.

## 14.2 Обработка слабых сигналов на фоне сильных негаусовских помех

При независимых дискретах принятых колебаний достаточная статистика записывается в виде

$$\ln l = \sum_{i=1}^N f(y_i)x_i, \quad (14.1)$$

где

$$f(y_i) = -\frac{d}{dy_i} \ln p_n(y_i). \quad (14.2)$$

При увеличении расхождения в интенсивности сигнала и помехи равенство (14.1) приближается к точному, которое в матричной форме записывается в виде

$$\ln l = \bar{f}^T \bar{x} \quad (14.3)$$

и называется асимптотически оптимальным.

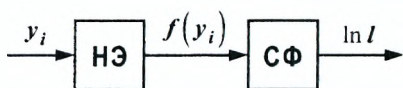


Рисунок 14.2

Из соотношения (14.1) вытекает, что получение достаточной статистики сводится к двум основным операциям: нелинейного безынерционного преобразования (14.2) и корреляционного накопления (14.3). На рисунке 14.2 приведен фильтровой вариант реализации алгоритма (14.1). На рисунке НЭ — безынерционный нелинейный элемент, выполняющий преобразования (14.2); СФ — фильтр, согласованный с полезным сигналом  $\bar{x}$ .

Если распределение дискрет помехи подчиняется квазигаусовскому закону

$$p(y) = k \exp(-\alpha|y|^{2\nu}), \quad (14.4)$$

то нелинейное преобразование определяется соотношением

$$f(y) = 2\alpha\nu \frac{|y|^{2\nu}}{y}. \quad (14.5)$$

На рисунке 14.3 приведены зависимости  $p(y)$  и  $f(y)$  для различных значений параметра  $\nu(0,5; 1; 4)$  при  $\alpha = 1$ . Значение параметра  $\nu < 1$  соответствует распределениям, характерным для помех импульсного типа, а значение параметра  $\nu > 1$  — синусоидального типа (напомним, что  $\nu = 1$  соответствует гаусовскому распределению).

Отличия в нелинейных преобразованиях  $f(y)$  (рисунок 14.3) для разных помех имеют четкую физическую трактовку. Помехи импульсного типа ослабляются амплитудным ограничителем (рисунок 14.3,а).

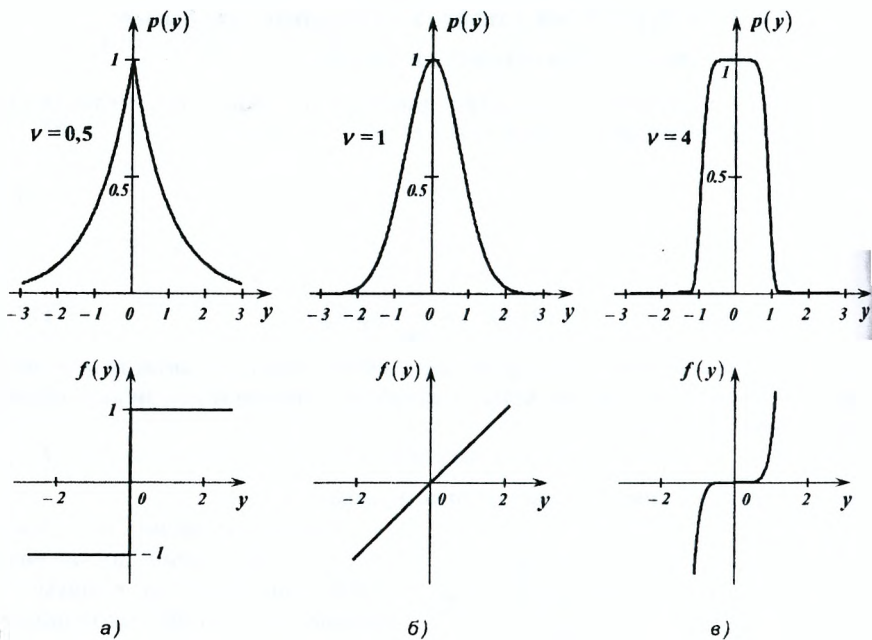


Рисунок 14.3

Слабые сигналы, складываясь с помехами синусоидального типа, лучше выделяются над уровнем помехи и потому нелинейное преобразование подчеркивает выбросы (рисунок 14.3,б). При гаусовских помехах нелинейное преобразование превращается в *линейное*, что соответствует ранее рассмотренным алгоритмам.

Если тип помехи заранее неизвестен, то необходимо иметь несколько параллельных каналов с разными нелинейными преобразованиями.

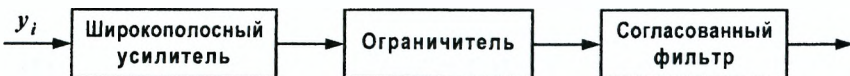


Рисунок 14.4

Пример функциональной схемы обработки принятых реализаций на фоне хаотических импульсных помех представлен на рисунке 14.4. С помощью широкополосного усилителя подчеркиваются короткие импульсы помехи, которые затем ограничиваются в ограничителе. Уровень ограничения выбирается таким, чтобы не ограничивался полез-

ный сигнал. Такими сигналами могут быть ФМ или ЛЧМ импульсы. В согласованном с полезным сигналом фильтре происходит его накопление (сжатие), а несогласованные импульсные помехи дополнительно ослабляются. Для полезных сигналов, которые имеют вид длинных импульсов без внутримпульсной модуляции, согласованным фильтром является узкополосный усилитель. Такая схема получила название схемы ШОУ (по начальным буквам названий ее блоков).

Кроме рассмотренных выше негаусовских помех, на практике часто приходится иметь дело с задачей обнаружения сигнала на фоне помеховых колебаний, для выборок которых неизвестны не только плотности вероятностей, но и сам вид законов распределения. Такую априорную неопределенность называют *непараметрической*.

В условиях непараметрической неопределенности можно найти алгоритм, позволяющий решать задачу обнаружения полезного сигнала на фоне помех с достаточными для практики показателями качества. Непараметрические алгоритмы находятся, как правило, эвристическим путем. Удаётся найти такие алгоритмы, которые сохраняют свои характеристики в определенных пределах при изменении помеховой обстановки. Особое внимание уделяется постоянству значения вероятности ложной тревоги. Наибольшего распространения получили непараметрические *знаковые и ранговые обнаружители*.

Наиболее просто реализуются используемые *знаковые статистики*. Для этого наблюдаемая выборка дискрет  $\bar{y}^T = \|y_1 y_2 \dots y_n\|$  преобразуется в знаковый вектор  $\text{sign } \bar{y}$ , состоящий из знаковых функций выходных дискрет

$$\text{sign } y_i = \frac{y_i}{|y_i|} = \begin{cases} 1 & \text{при } x_i \geq 0, \\ -1 & \text{при } x_i < 0. \end{cases}$$

Затем с учетом свойств ожидаемого сигнала формируется функция знакового вектора  $z(\text{sign } \bar{y})$ , называемая *знаковой статистикой*. После сравнения последней с ее граничным значением  $Z_0$  вырабатывается решение об обнаружении или необнаружении

$$\bar{A}[z(\text{sign } \bar{y})] = \begin{cases} 1, & \text{при } z(\text{sign } \bar{y}) \geq z_0, \\ 0, & \text{при } z(\text{sign } \bar{y}) < z_0. \end{cases} \quad (14.6)$$

Такой алгоритм обнаружения называется *знаковым алгоритмом*.

Одной из возможных знаковых статистик является линейная (относительно знакового вектора принятых колебаний и вектора ожидаемого сигнала) статистика  $z(\text{sign } \bar{y}) = \sum_{i=1}^m \text{sign } x_i \text{sign } y_i = \text{sign } x \text{sign } y$ , где в знаковый вектор преобразуется не только принятая выборка, но и ожидаемый сигнал.

Знаковая статистика используется в обнаружителях для помех с симметричным относительно нуля законом распределения. При этом появление положительных и отрицательных значений равновероятно, чем легко достигается постоянство уровня ложных тревог. Если наличие сигнала нарушает симметрию или сдвигает плотность вероятностей, то появляется возможность обнаруживать сигнал на основе этих различий. Если сигнал приводит только к асимметрии, то на основе критерия знаков вычисляется статистика в виде суммы знаков и сравнивается с порогом. Если сигнал приводит к сдвигу (например, детерминированный сигнал), то входная реализация и сигнал перемножаются, после чего производится жесткое двустороннее ограничение, вычисление знаков, их подсчет и сравнение с порогом. Для сигналов и помех с нулевой постоянной составляющей применение знаковых алгоритмов не эффективно.

Знаковые алгоритмы можно реализовать и без временной дискретизации высокочастотных колебаний. Примером этого является схема обработки ФМ или ЛЧМ радиоимпульсов, в которой после двустороннего ограничения сигналы описываются знаковыми функциями.

В *ранговых обнаружителях* осуществляется переход от выборки дискрет принятой реализации (вектора выборок)  $\bar{y} = \|y_i\|$  к ранговому вектору

$$\text{rang } \bar{y} = \|\text{rang } y_i\|,$$

составляющие которого  $\text{rang } y_i$  являются рангами элементов вектора выборок. Рангами называются номера (целые числа) элементов, которые присваиваются им в порядке возрастания их величин. Например, для  $\bar{y} = \|8, 1 \quad -4, 9 \quad 6, 2\|^T$  будет  $\text{rang } \bar{y} = \|312\|^T$ . При ранжировании учитываются не только фазы, но и амплитуды колебаний. Поэтому ранговый вектор несет значительно больший объем информации, чем знаковый. Математическим алгоритмом определения ранга  $i$ -ого элемента  $m$  — элементной выборки может служить формула

$$\text{rang } y_i = \sum_{k=1}^m [1 + \text{sign}(y_i - y_k)]/2. \quad (14.7)$$

В соответствии с возможными помехами и сигналами эвристично вводятся в основном ранговые статистики  $z(\text{sign } \bar{y})$ , которые являются какой-либо функцией от рангового вектора.

Ранговый алгоритм обнаружения сводится к ранжированию дискрет принятой выборки, вычислению ранговой статистики и принятию решения после сравнения ее с порогом.

Для однородной независимой выборки при любом вероятностном распределении все возможные ранговые векторы равновероятны (эта вероятность обратнопропорциональна количеству возможных перестановок  $m$  целых чисел и равняется  $1/m$ ). Отсюда вытекает важное свойство ранговой статистики — вероятность ложной тревоги для стационарной помехи не зависит от типа вероятностного распределения так же как и при использовании знаковой статистики.

Другим важным свойством рангового вектора является его постоянство при любом монотонном ниспадающем преобразовании  $\Theta(y)$  элементов выборки, т. е.  $\text{rang} \|\Theta(y)\| = \text{rang} \|y_i\|$ . Это дает дополнительную возможность повышения эффективности ранговых алгоритмов для определения класса помех.

Ранговые алгоритмы в отличие от знаковых всегда инерционны, так как ранжирование невозможно без приема всей выборки.

Конкретным примером ранговой статистики является линейная относительно ожидаемого сигнала и рангового вектора принятой реализации статистика Вилконсона, которая приобретает довольно широкое применение

$$z(\text{rang } \bar{y}) = \sum_{i=1}^m x_i \text{rang } y_i = \bar{x}^T \text{rang } \bar{y}. \quad (14.8)$$

На рисунке 14.5 изображена схема рангового обнаружителя известного сигнала  $\bar{x}$ , построенного на основе такой ранговой статистики.

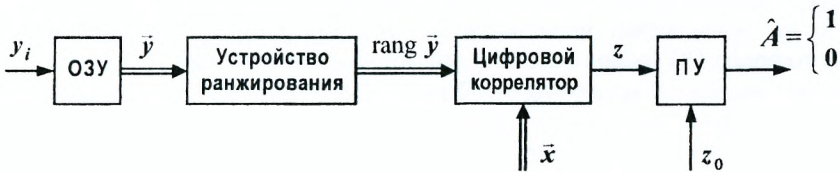


Рисунок 14.5

На вход схемы подаются от аналого-цифрового преобразователя (АЦП) дискреты принятой реализации. После накопления в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ) они ранжируются и подаются на цифровой коррелятор. Ранговая статистика с выхода коррелятора сравнивается с заданным порогом  $z_0$  в пороговом устройстве, в результате чего принимается решение  $\hat{A}$ . Для сигналов со случайной начальной фазой схема должна иметь квадратурные подканалы.

Примером использования на практике нелинейной относительно рангового вектора статистики является статистика Ван-дер-Вардена

$$z(\text{rang } \bar{y}) = \sum_{i=1}^m x_i F^{-1}[\text{rang } y_i / (m + 1)], \quad (14.9)$$

где  $F^{-1}(u) = \nu$  — функция, обращенная интегралу Лапласа

$$u = F(\nu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\nu} e^{-\frac{s^2}{2}} ds.$$

Дополнительное (кроме рангового) нелинейное преобразование, как показывает более детальный анализ, позволяет получить на выходе схемы желательное вероятностное распределение помеховых колебаний, из которого образуется ранговая статистика. Так, статистика Ван-дер-Вардена имеет распределение помехи, близкое к нормальному, и стабильную условную вероятность ложной тревоги.



## 15 Защита РЭС от пассивных маскирующих помех

### 15.1 Источники и классификация пассивных маскирующих помех

Пассивные помехи возникли вместе с рождением активной радиолокации, когда наряду с отраженным от цели полезным сигналом на вход антенн РЛС поступили отражения от мешающих объектов (поверхности земли и моря, гидрометров и др.).

*Пассивными помехами* (ПП) называют электромагнитные колебания, возникающие за счет отражения зондирующих сигналов РЭС от *мешающих отражателей*.

Таблица 15.1 – Характеристика пассивных помех

Происхождение создания помех	Виды помех		
	Маскирующие (распределенные)		Имитирующие (сосредоточенные)
Поверхностно-распределенные	Объемно-распределенные		
Естественные	Отражения от земной или морской поверхности	Отражения от метеорообразований	Отражения от атмосферных неоднородностей, объектов, которые визуально не наблюдаются («ангелы»)
Искусственные		Отражения от облаков диполей	Отражения от уголкового отражателей, линз Люнеберга

По характеру воздействия на РЭС различают (таблица 15.1) имитирующие и маскирующие пассивные помехи. *Маскирующие* (распределенные) ПП образуют фон, затрудняющий наблюдение за полезными сигналами. *Имитирующие* (сосредоточенные) ПП создают на экране кругового обзора отметки, подобные отметкам полезных сигналов. Распределенные ПП, в свою очередь, делятся на поверхностно-распределенные (местные предметы) и объемно-распределенные (гидрометеоры, дипольные отражатели).

По происхождению ПП могут быть естественные и искусственные (организованные). Источниками *естественных маскирующих пассивных помех* являются земная или водная поверхность, метеорообразования (дождь, снег, град, туман, северное сияние и т. д.). Источниками искусственных маскирующих пассивных помех могут быть резонансные полуволновые диполи из металлизированного капронового или стекловолокна (для РЭС сантиметрового и миллиметрового диапазона) и отражатели из фольги или металлизированные полоски (для РЭС метрового диапазона). Постановка организованных (искусственных) помех производится с самолета автоматами, ракетами или пиропатронами.

Вид диполей и их длина определяются по результатам разведки длины волны излучений подавляемой РЭС. Природные (естественные) ПП, создающие имитирующий эффект, обусловлены отражениями зондирующих сигналов от стай птиц, скоплению насекомых, тропосферных локальных неоднородностей, турбулентных образований и от объектов, которые визуально не наблюдаются («ангелов»).

Искусственные имитирующие ПП могут создаваться отдельными пачками диполей, а также уголковыми отражателями и линзами Люнеберга, устанавливаемыми на ракетах-ловушках.

## 15.2 Оценка воздействия пассивной помехи на РЭС

Наибольшее распространение из искусственных маскирующих ПП получили помехи, создаваемые отражениями от дипольных отражателей.

Дипольные отражатели собираются в пачки в таком количестве, чтобы одна пачка по своим отражательным способностям ( $\sigma_{\text{ср п}}$ ) соответствовала отражательным способностям цели  $\sigma_{\text{ср ц}}$ , т. е.  $\sigma_{\text{ср п}} = \sigma_{\text{ср ц}}$ . Количество отражателей в пачке  $n$  зависит от диапазона волн подавляемой РЭС и может быть определена по формуле:

$$n = \sigma_{\text{ср п}} / \sigma_{\text{ср д}},$$

где  $\sigma_{\text{ср д}} = 0.17\lambda^2$  — среднее значение эффективной площади рассеяния одного дипольного отражателя;  $\lambda$  — длина волны подавляемой РЭС.

Основной недостаток таких пачек — узкий диапазон перекрытия частот. Расширить диапазон частот можно путем комплектации пачек диполями разной длины.

Для маскировки воздушных целей создается облако диполей, которое характеризуется своей плотностью. Плотность пассивных отражателей, которая определяется числом пачек на 100м пути ( $m_1$ ), при их перемещение в направлении РЭС или от нее определяется формулой:

$$m_1 = \frac{Z}{vt_{\text{сб}}},$$

где  $Z$  — число автоматов сбрасывания пачек диполей;  $v$  — скорость постановщика помех;  $t_{\text{сб}}$  — время между сбросом пачек.

Зная плотность пассивных отражателей, легко посчитать количество пачек в одном импульсном объеме

$$m_{\Delta r} = m_1 \Delta r,$$

где  $\Delta r$  — разрешающая способность РЭС по дальности.

Если ПП маскируют объем пространства, в котором строй самолетов проходит расстояние  $R$ , то количество пачек, сбрасываемое в этот объем, определяется из

$$m_R = m_{\Delta r} \frac{R}{\Delta r} \cdot \frac{L}{r\Delta\beta} \cdot \frac{H}{r\Delta\varepsilon},$$

где  $R, L, H$  — размеры маскируемого объема  $V$ ;  $\Delta r, r\Delta\beta, r\Delta\varepsilon$  — размеры импульсного объема РЛС на удалении  $r$  от нее.

Для маскировки цели необходимо, чтобы средняя эффективная площадь диполей, занимающих импульсный объем РЛС, превышала среднюю эффективную площадь целей, которые находятся в этом объеме по формуле:

$$\sigma_{\text{ср пп}} = 0.17\lambda^2 n m_{\Delta r}.$$

Условие подавления незащищенной от пассивных помех РЛС можно записать в виде

$$\sigma_{\text{ср пп}} > \sigma_{\text{ср ц}}/\gamma,$$

а для защищенной РЛС

$$\sigma_{\text{ср пп}} > \sigma_{\text{ср ц}} K_{\text{пв}}/\gamma,$$

где  $\gamma$  — коэффициент различимости;  $K_{\text{пв}}$  — коэффициент подпомеховой видимости устройства защиты от ПП (раздел 15.5).

Аналогично рассчитываются условия подавления РЛС пассивными помехами, создаваемыми земной и морской поверхностью, гидрометеорами и т. д.

### 15.3 Принципы защиты РЛС от пассивных маскирующих помех

Защита РЛС от пассивных маскирующих помех основывается на различиях параметров полезного сигнала и помехи. Для селекции сигналов на фоне ПП можно использовать их пространственные, поляризационные и частотные (скоростные) различия.

*Пространственные различия* обусловлены тем, что цель является сосредоточенным отражателем, тогда как мешающие отражатели — распределенными (например, земная и морская поверхность). Вследствие этого, повышая разрешающую способность и уменьшая при этом разрешаемый объем РЛС, можно обеспечить улучшение наблюдаемости сигнала на фоне ПП.

*Поляризационные различия* объясняются неодинаковой степенью деполяризации полезных и помеховых колебаний. Так, при облучении гидрометеоров (например, капли дождя) колебаниями с круговой поляризацией отраженные колебания также имеют круговую поляризацию, но с обратным направлением вращения вектора напряженности электрического поля относительно падающей волны электромагнитного поля. При этом поляризация приемной антенны может быть ортогональной относительно поляризации отраженных колебаний и поэтому они такой антенной не принимаются. В то же время отраженные от целей несимметричной формы сигналы имеют эллиптическую поляризацию, которая раскладывается на две круговые с противоположным направлением вращения вектора поляризации. Одна из этих двух составляющих, совпадающая с поляризацией антенны, будет приниматься. Поэтому полезный сигнал, хотя и с ослаблением, принимается, а помеха — нет.

*Частотные (скоростные) различия* основаны на разных значениях доплеровских поправок частоты сигнала и помехи, связанных с разными радиальными составляющими скорости цели и мешающих отражателей. Цели обычно имеют довольно высокие скорости перемещения, тогда как мешающие отражатели (дипольные отражатели, гидрометеоры) движутся с малой скоростью либо являются неподвижными относительно наземной РЛС (местные предметы).

Сдвиг спектральной плотности напряжения сигнала  $g(f)$  по оси частот определяется выражением  $F_{\text{дц}} = 2v_{rц}/\lambda$ , а спектральной плотности мощности помехи  $N(f)$  выражением  $F_{\text{дп}} = 2v_{rп}/\lambda$ . Частота Доплера в этом случае является основным информационным параметром, с помощью которого можно различать движущиеся и неподвижные (медленно движущиеся) объекты. Отметим, что количественно доплеровские частоты  $F_{\text{д}}$  в практически важных случаях лежат в звуковом или ультразвуковом диапазоне частот. Поэтому изменения частоты сигнала за счет  $F_{\text{д}}$  можно заметить лишь по набегу фазы колебаний высокой частоты на интервале наблюдения  $T_H$  ( $\varphi_{ц} = 2\pi F_{\text{дц}} T_H$  — для цели,  $\varphi_{п} = 2\pi F_{\text{дп}} T_H$  — для помехи). Последнее предъявляет высокие требования к фазовой структуре высокочастотных колебаний, т. е. они должны быть *когерентными*. (Напомним, что когерентными являются такие колебания, у которых фазовая структура известна в любой момент времени). Системы защиты, использующие скоростные различия цели и мешающих отражателей, называют *системами селекции движущихся целей* (СДЦ).

## 15.4 Синтез алгоритма и структурной схемы устройства оптимальной обработки сигнала на фоне пассивных помех

Для решения задачи оптимальной обработки сигнала на фоне ПП следует сформировать модели сигнала и ПП. Задача рассматривается для ситуации, показанной на рисунке 15.1. ДН антенны  $F(t, \theta)$  перемещается с угловой скоростью  $\Omega$ , обеспечивая облучение мешающих отражателей и цели, которая находится между ними. В этом случае комплексная амплитуда принимаемого колебания  $Y(t)$  представляет собой (при наличии цели) сумму комплексных амплитуд полезного сигнала  $X(t)$ , пассивной помехи  $N_n(t)$  и внутреннего шума  $N_{ш}(t)$

$$\dot{Y}(t) = \dot{X}(t) + \dot{N}_{ш}(t) + \dot{N}_n(t) = \dot{X}(t) + \dot{N}_\Sigma(t), \quad (15.1)$$

где  $\dot{N}_\Sigma(t)$  — комплексная амплитуда суммы ПП и шума. Общей особенностью любой пассивной помехи является ее связь с зондирующим сигналом. Ее комплексная амплитуда может быть представлена в виде

$$\dot{N}_n(t) = \sum_i b_i F(t - \theta_i/\Omega) \dot{U}(t - t_{zi}) e^{j(2\pi F_{di}t + \beta_i)}. \quad (15.2)$$

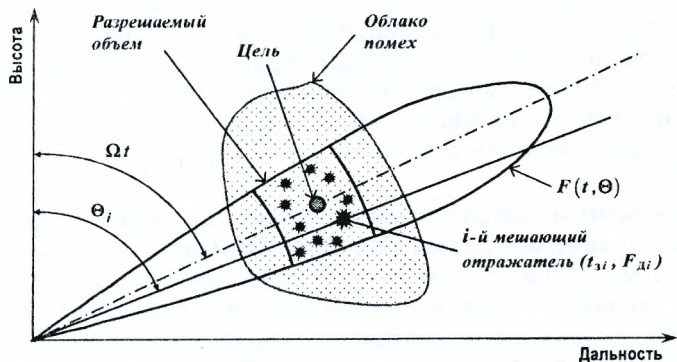


Рисунок 15.1

Она зависит от закона модуляции комплексной амплитуды облучающего сигнала  $\dot{U}(t)$  и закона модуляции ДН приемной и передающей антенн  $F(t, \theta)$ . В (15.2) учтены также для каждого  $i$ -ого мешающего отражателя время запаздывания отраженных колебаний  $t_{zi}$ , доплеровские частоты  $F_{di}$ , случайные амплитуды  $b_i$  и начальные фазы  $\beta_i$ .

При обеспечении когерентности зондирующего сигнала, облучающего мешающие отражатели, значение помехи в отдельные моменты времени  $t, s$  в общем случае взаимнокоррелированы. Наличие взаимосвязи обеспечивает возможность компенсации помехи, поэтому статистические характеристики пассивных помех имеют важное значение. К ним относятся корреляционные функции мгновенных значений помеховых колебаний  $n(t)$

$$\varphi(t, s) = M[n(t)n(s)] \quad (15.3)$$

и их комплексных амплитуд  $\dot{N}_n(t)$  —

$$\dot{\Phi}(t, s) = M[\dot{N}_n(t)\dot{N}_n^*(s)/2]. \quad (15.4)$$

Корреляционные функции (15.3) и (15.4) связаны зависимостью

$$\varphi(t, s) = \text{Re} \left[ \dot{\Phi}(t, s) e^{j2\pi f_0(t-s)} \right]. \quad (15.5)$$

При разработке статистической модели ПП необходимо обосновать целесообразность использования того или иного закона распределения ее мгновенных значений, а также степень стационарности рассматриваемого процесса для разных видов зондирующего сигнала. При этом отказ от необходимости учета нестационарности позволит перейти к Фурье-преобразованию корреляционной функции. Полученные в результате такого преобразования спектральные плотности мощности позволят проводить анализ алгоритмов обработки в спектральной области. В связи с этим рассмотрим особенности формирования пассивных маскирующих помех и их характеристик: корреляционной функции (КФ) и спектральной плотности мощности (СПМ) при разных зондирующих сигналах.

Простейшим является случай облучения совокупности мешающих отражателей непрерывным монохроматическим сигналом. При этом допустим, что модуляция по амплитуде отсутствует из-за неподвижной антенны. Сначала отметим, что принимаемая ПП представляет собой сумму большого количества независимых одного от другого колебаний, отраженных от элементарных отражателей. При этом с достаточной вероятностью можно считать принятое колебание (пассивную помеху) как реализацию случайного гаусовского (нормального) процесса. Последнее утверждение вытекает из центральной предельной теоремы вероятностей — теоремы Ляпунова. Теперь обоснуем стационарность рассматриваемого процесса — пассивной маскирующей помехи.

Поскольку в соотношении (15.2)  $\dot{U}(t)$  и  $F(t, \theta)$  величины постоянные, то корреляционные функции (15.3), (15.4) двух переменных  $t, s$  сводятся к их разнице  $\tau = t - s$ . И последнее, как известно из теории

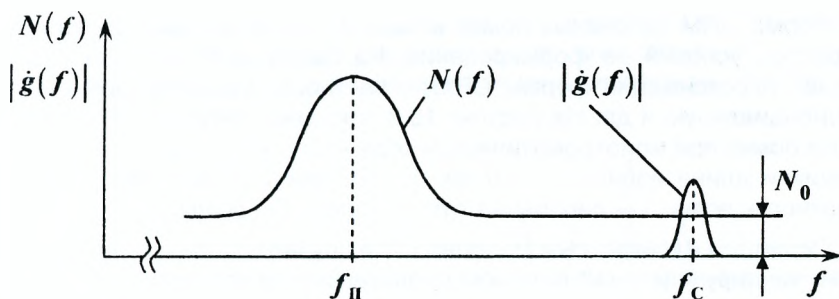


Рисунок 15.2

случайных процессов, это свидетельствует о стационарности случайного процесса  $n(t)$ . При этом распределение мешающих отражателей по радиальным скоростям (т. е. и по доплеровским частотам) определяет спектральную плотность мощности помехи  $N(f)$ .

На рисунке 15.2 приведены графики распределения СПМ помехи (в том числе и собственных шумов) и спектральной плотности напряжения сигнала  $g(f)$ . Из этого рисунка вытекает, что при достаточно больших расхождениях в радиальных скоростях целей и мешающих отражателей целесообразна и возможна селекция сравнительно слабого по интенсивности полезного сигнала на фоне интенсивных ПП. При этом, как было отмечено выше, ПП представляет собой стационарный небелый шум, мгновенные значения которого распределены по нормальному закону.

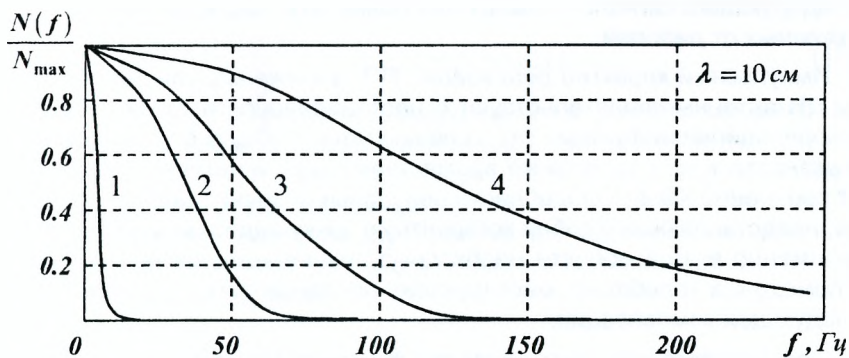


Рисунок 15.3

Форма СПМ пассивных помех может меняться в зависимости от конкретных условий ее формирования. На практике используют различные аппроксимации формы СПМ, в частности колоколообразную, экспоненциальную и др. На рисунке 15.3 показаны примеры СПМ пассивных помех при монохроматическом облучении, колокольной аппроксимации и длине волны  $\lambda = 10$  см: 1 — от местных предметов; 2 — поверхности воды; 3 — дипольных отражателей; 4 — осадков.

Перейдем к конкретным моделям ПП в случае использования в качестве зондирующего сигнала последовательности коротких радиоимпульсов и при последовательном обзоре пространства антенной. Принимаемый полезный сигнал представляет собой когерентную пачку радиоимпульсов, длительность и количество импульсов которой определяется шириной ДН антенны, скоростью ее вращения и периодом зондирования. ПП также представляет когерентную пачку радиоимпульсов, однако длительность как импульсов в пачке, так и самой пачки зависит от вида отражателей. В случае, когда помеха носит маскирующий характер, длительность импульсов в пачке превышает длительность зондирующих импульсов и зависит от степени пространственного распределения помехи.

Допустим, что радиальный размер облака существенно превышает разрешающую способность по дальности, но значительно меньше интервала однозначного измерения дальности —  $\frac{cT}{2}$ , где  $T$  — период следования импульсов. В соответствии с условием цель находится в центре облака. Допустим, что по угловой координате размер облака превышает ширину ДН антенны. Как и для монохроматического случая, мгновенные значения напряжения ПП распределены по нормальному закону. Это обусловлено тем, что в пределах длительности импульса зондирующего сигнала суммируется большое количество колебаний, отраженных от диполей.

Импульсный характер реализации ПП, а также модуляция амплитуды ДН антенны свидетельствуют о нестационарности такой помехи. Ее корреляционная функция  $\Phi(t, s)$  не сводится в общем случае к функции разности  $\tau = t - s$ . В то же время практический интерес представляет поведение КФ  $\Phi(t, s)$  в области ненулевых значений полезного сигнала, представляющего собой когерентную пачку радиоимпульсов. При этом именно в этой области необходимо знание комплексных амплитуд помеховых колебаний, маскирующих полезный сигнал, с целью их последующей компенсации.

Соответствующие этим областям значения КФ зависят от разности  $\tau = t - s$ , достигая максимумов при  $\tau = 0, \pm T, \pm 2T \dots$  ( $T$  — период следования импульсов). Иначе, для периодической последовательности зондирующих импульсов с заданным (известным) периодом повто-



рения для наблюдаемой ПП возникает ряд областей стационарности (островов стационарности). Предполагается, что временная длительность этих «островков» стационарности меньше периода повторения импульсов.

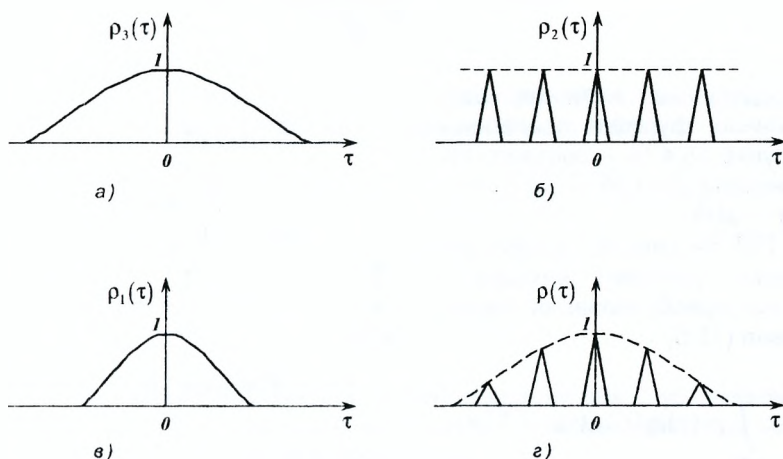


Рисунок 15.4

Таким образом, реальную нестационарную ПП можно приблизительно заменить в этой области эквивалентной стационарной с нормированной корреляционной функцией  $\hat{\rho}(\tau) = \hat{\Phi}(\tau)/\hat{\Phi}(0)$  на всей поверхности  $t, s$ .

В этом случае при условии достаточно большого облака мешающих отражателей для  $\hat{\rho}(\tau)$  можно записать

$$\hat{\rho}(\tau) = \hat{\rho}_1(\tau)\hat{\rho}_2(\tau)\hat{\rho}_3(\tau). \quad (15.6)$$

Здесь:  $\hat{\rho}_1(\tau)$  соответствует нормированной КФ помехи, сформированной при монохроматическом непрерывном излучении и неподвижной антенне;  $\hat{\rho}_2(\tau)$  — учитывает модуляцию колебаний в виде последовательности коротких импульсов при неподвижной антенной системе. Т. е.  $\hat{\rho}_2(\tau)$  — сечение двумерной функции неопределенности по оси  $\tau$  при  $F = 0$  для бесконечной последовательности радиоимпульсов. Они могут быть записаны в виде

$$\hat{\rho}_2(\tau) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t)\dot{U}^*(t - \tau) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(\tau)|^2 dt}. \quad (15.7)$$

Функция  $\dot{\rho}_3(\tau)$  учитывает модуляцию колебаний ДН антенны

$$\dot{\rho}_3(\tau) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}(t) \dot{F}^*(t - \tau) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{F}(\tau)|^2 dt}. \quad (15.8)$$

Модульные значения рассмотренных функций приведены на рисунке 15.4 (а — соответствует значению  $\rho_3(\tau)$ ; б —  $\rho_2(\tau)$ ; в —  $\rho_1(\tau)$ ; г —  $\rho(\tau)$ ).

СПМ пассивной помехи при указанных условиях находят с помощью преобразования Фурье, учитывая (15.5)

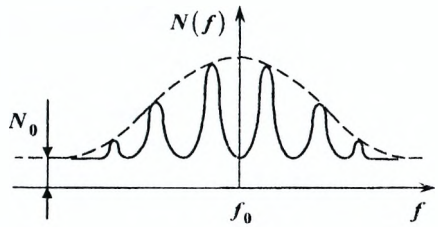


Рисунок 15.5

$$N(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\rho}_1(\tau) \dot{\rho}_2(\tau) \dot{\rho}_3(\tau) e^{-i2\pi f \tau} d\tau.$$

Вид суммарной СПМ ПП и собственных шумов показаны на рисунке 15.5. Характерной чертой приведенной СПМ  $N(f)$  является гребенчатая структура, которая обусловлена импульсным характером излучения ( $N_0$  — СПМ собственных шумов).

*Синтез алгоритма оптимальной обработки сигнала на фоне ПП* может быть произведен с использованием методики решения задачи обнаружения сигнала на фоне не белого шума. При одноканальном обнаружении сигнала с полностью известными параметрами алгоритм обработки имеет вид

$$\dot{Z}(\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) \dot{R}^*(t) dt.$$

При этом весовая функция  $\dot{R}(t)$  определяется из интегрального уравнения

$$\int_{-\infty}^{\infty} \dot{\Phi}(t - s) \dot{R}(s) ds = \dot{X}(t). \quad (15.9)$$

Здесь:  $\dot{\Phi}(t - s)$  — комплексная КФ суммарных помех, которые являются аддитивной смесью ПП и собственных шумов приемного тракта;  $\dot{Y}(t)$  и  $\dot{X}(t)$  — комплексные амплитуды принятой реализации  $y(t)$  и ожидаемого сигнала  $x(t)$ .

Стационарность совокупности помеховых колебаний позволяет перейти в частотную область. Для этого найдем преобразование Фурье от обеих частей уравнения (15.9). Домножив обе части на  $\exp(-j2\pi ft)$  и проинтегрировав их по  $t$ , получим

$$N(f)\dot{G}_R(f) = \dot{G}_x(f),$$

где  $N(f)$  — СПМ помех;  $\dot{G}_x(f)$  — СПМ комплексной амплитуды сигнала;  $\dot{G}_R(f)$  — преобразование Фурье от весовой функции  $\dot{R}(s)$ .

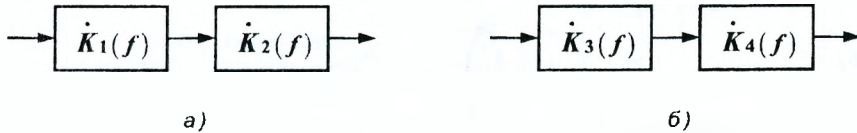


Рисунок 15.6

С учетом ранее приведенного соотношения для  $\dot{Z}$  установим, что оптимальную процедуру можно выполнить с помощью фильтра со следующей частотной характеристикой (ЧХ)

$$\dot{K}_{\text{опт}}(f) = \dot{G}_R^*(f) = \frac{\dot{G}_x^*(f)}{N(f)} e^{-j2\pi ft_0}, \quad (15.10)$$

где  $e^{-j2\pi ft_0}$  — множитель запаздывания в фильтре, обеспечивающий его физическую реализуемость.

Частотная характеристика (15.10) может быть реализована двумя способами. Первый сводится к последовательному включению двух линейных фильтров (рисунок 15.6,а) с частотными характеристиками  $\dot{K}_1(f)$  и  $\dot{K}_2(f)$ . Первый фильтр с ЧХ  $\dot{K}_1(f) = \frac{1}{\sqrt{N(f)}}$  осуществляет «обеление» помехи. В результате помеха на его выходе является белым шумом. Процесс «обеления» приводит к искажению СПН полезного сигнала, а именно  $\dot{G}_{\text{иск}}(f) = \dot{G}_x(f)/\sqrt{N(f)}$ . Поэтому ЧХ второго фильтра  $\dot{K}_2(f)$  с точностью до постоянной  $C$  и множителя запаздывания равна

$$\dot{K}_2(f) = C \frac{\dot{G}_x^*(f)}{\sqrt{N(f)}} e^{-j2\pi ft_0}. \quad (15.11)$$

Второй вариант реализации ЧХ (15.10) тоже сводится к последовательному включению двух линейных фильтров, но с иными ЧХ:  $\dot{K}_3(f) = 1/N(f)$  и  $\dot{K}_4(f) = \dot{G}_x^*(f) \exp(-j2\pi ft_0)$  (рисунок 15.6,б). Фильтр с ЧХ  $\dot{K}_3(f) = 1/N(f)$  производит «переобеление» совокупности помех. Фильтр с ЧХ  $\dot{K}_4(f)$  осуществляет согласованную с ожидаемым сигналом обработку — накопление полезного сигнала.

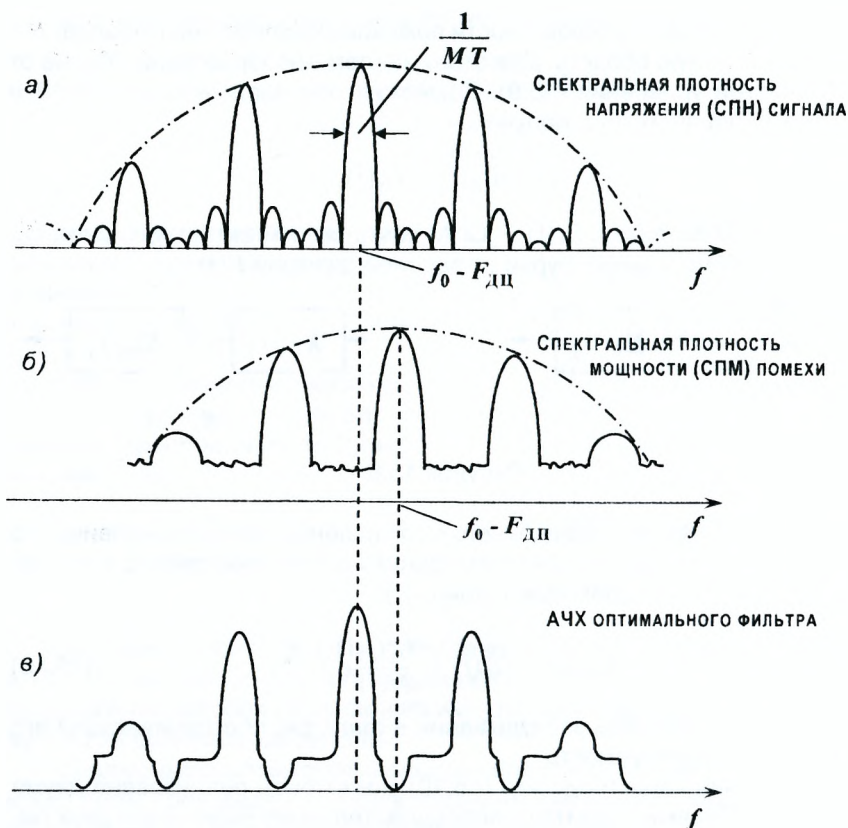


Рисунок 15.7

Рассмотрим ЧХ оптимального фильтра для случая обработки когерентной пачки радиоимпульсов с полностью известными параметрами на фоне ПП. На рисунке 15.7,а изображена СПН сигнала в виде прямоугольной пачки прямоугольных радиоимпульсов. На рисунке 15.7,б представлен энергетический спектр помехи, а на рисунке 15.7,в — АЧХ оптимального фильтра.

Как видно из рисунка, АЧХ оптимального фильтра имеет провалы (зоны подавления помех) и гребни (зоны накопления полезного сигнала). Положение на оси частот гребней и провалов определяется соответственно положением гребней полезного сигнала (гребни АЧХ) и гребней СПМ помехи (провалы АЧХ).

Структурная схема оптимального фильтра обработки сигнала на фоне ПП представлена на рисунке 15.8. Первый элемент схемы СФОИ

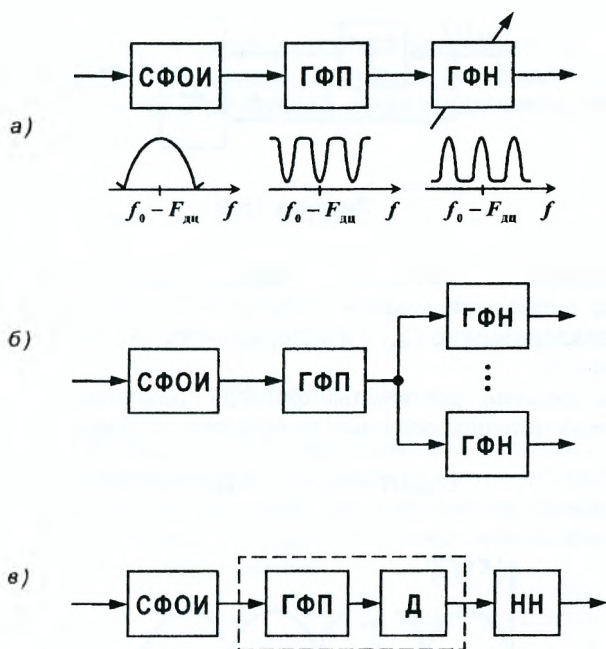


Рисунок 15.8

является согласованным фильтром одиночного импульса, второй — гребенчатый фильтр подавления (ГФП) и третий — гребенчатый фильтр накопления (ГФН). Каждому элементу схемы поставлены в соответствие его АЧХ. Название фильтров отражают физические операции, которые они выполняют. ГФН настраивается на частоту Доплера, либо реализуется в виде набора фильтров (рисунок 15.8,б).

## 15.5 Способы построения гребенчатых фильтров подавления

Принципы построения фильтров, входящих в состав оптимального устройства (рисунок 15.8,а,б) обработки сигнала на фоне ПП (СФОИ и ГФН), ранее были уже рассмотрены (раздел 7). Поэтому здесь основное внимание будет уделено принципам построения *гребенчатых фильтров подавления (ГФП) помех*.

На рисунке 15.9 изображен простейший ГФП, который представляет собой схему *однократного череспериодного вычитания (ЧПВ)*.

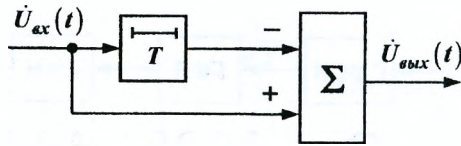


Рисунок 15.9

Линия задержки (ЛЗ), как элемент памяти, обеспечивает задержку колебаний на период следования импульсов  $T$ , сумматор  $\Sigma$  формирует разницу незадержанного  $U_{вх}(t)$  и задержанного на период  $U_{вх}(t - T)$  входных колебаний.

Таким образом, гребенчатый фильтр подавления представляет собой линейный четырехполюсник, выполняющий операцию

$$\dot{U}_{вых}(t) = \dot{U}_{вх}(t) - \dot{U}_{вх}(t - T).$$

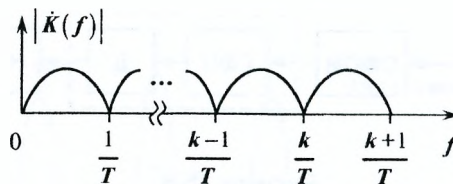


Рисунок 15.10

Частотная характеристика этого фильтра определяется из соотношения

$$\dot{K}(f) = \left. \frac{\dot{U}_{вых}(t)}{\dot{U}_{вх}(t)} \right|_{U_{вх}(t)=e^{j2\pi ft}} = 2j \sin(\pi f T) e^{-j\pi f T}.$$

Отсюда АЧХ устройства однократного ЧПВ имеет вид

$$|\dot{K}(f)| = K(f) = 2 \sin(\pi f T). \quad (15.12)$$

Графически АЧХ данного устройства изображена на рисунке 15.10, из которого следует, что провалы АЧХ ( $\sin \pi f T = 0$ ) соответствуют частотам, равным  $n/T$ , а максимумы —  $n/2T$ . Положение нулей этой характеристики изменяется с изменением периода посылки на некоторую величину  $\Delta T$ . Практический интерес имеет участок АЧХ в пределах полосы частот одиночного радиоимпульса на несущей частоте  $f_0$ , здесь величину  $2\pi f_0(T + \Delta T) = 2\pi f_0 T + \varphi$ , где  $\varphi = 2\pi f_0 \Delta T$ , можно считать постоянной. В этом случае изменение положения нулей в нужной полосе

частот можно обеспечить, включив последовательно с нерегулируемой ЛЗ регулируемый фазовращатель. Последнее необходимо при компенсации ПП от движущихся отражателей, когда имеет место набег по фазе за период  $\varphi_T = 2\pi F_{дп} T$ .

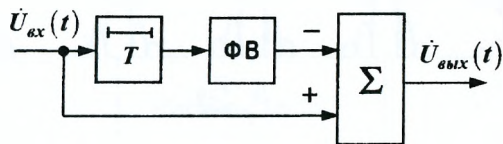


Рисунок 15.11

Тогда схема ЧПВ имеет вид, представленный на рисунке 15.11, а ее АЧХ в области промежуточных (высоких) частот — на рисунке 15.12. Положение нулей (зон подавления) при управлении фазовращателем выбирается так, чтобы они совпадали с положением максимумов гребней энергетического спектра помехи.

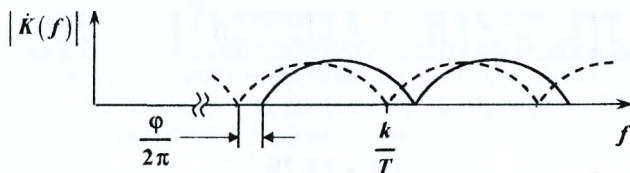


Рисунок 15.12

Заметим, что схема однократного ЧПВ эффективна лишь в случае, когда периодическая последовательность принятых сигналов имеет большое количество когерентных радиоимпульсов. В этом случае АЧС пачки радиоимпульсов (а значит и энергетический спектр ПП) близок к линейчатому спектру при условии отсутствия разброса по скорости движения отражателей (что возможно, например, для местных предметов относительно наземной РЛС).

При малом числе импульсов в пачке разные импульсы имеют различные амплитуды вследствие модуляции ДН антенны, а разные отражатели могут иметь различные радиальные скорости перемещения. Оба эти фактора приводят к расширению гребней спектра ПП. На уровне, близком к 0,5, ширина гребня определяется величиной  $\frac{1}{MT} + \Delta F_{фл}$  ( $M$  — количество импульсов в пачке;  $\Delta F_{фл}$  — ширина спектра флуктуаций ПП, вызванных разбросом скоростей отражателей). Сказанное иллюстрируется на рисунке 15.13, на котором представлены СПМ пассивной помехи на входе устройства ЧПВ (рисунок 15.13,а),

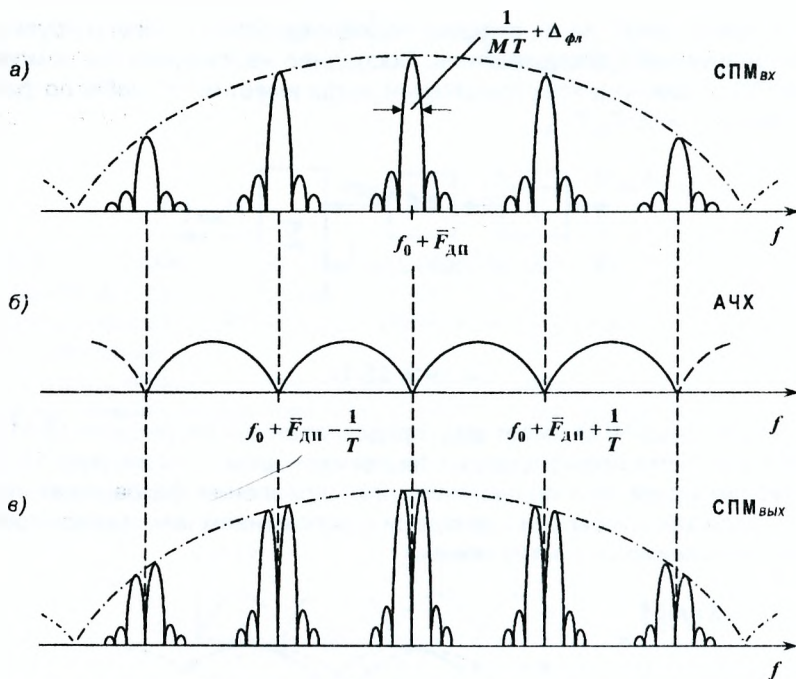


Рисунок 15.13

АЧХ устройства ЧПВ (рисунок 15.13,б), СПМ помехи на выходе (рисунок 15.13,в). Рисунки свидетельствуют о недостаточной эффективности подавления ПП схемой однократного ЧПВ.

Для более качественного подавления ПП необходимо расширить провалы (зоны подавления) в АЧХ, например, за счет многократного вычитания. Эффект от последнего проиллюстрируем на примере последовательного включения двух схем однократного ЧПВ. Схема устройства *двукратного* ЧПВ приведена на рисунке 15.14, а ее АЧХ — на рисунке 15.15. АЧХ такого устройства определяется перемножением АЧХ двух однократных ЧПВ и равняется

$$|K_2(f)| = |K_1(f)|^2 = 4 \sin^2(\pi f T). \quad (15.13)$$

Последовательное включение двух схем ЧПВ позволяет расширить зоны подавления. Однако размер и форма окон «прозрачности» при этом сужаются, что может привести к ослаблению сигнала, а значит к ухудшению обнаружения цели на определенных скоростях ее движения.



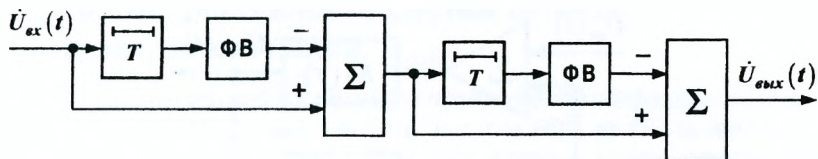


Рисунок 15.14

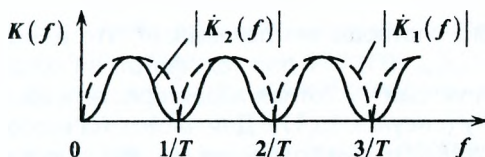


Рисунок 15.15

Для эффективного подавления гребней помехи при сохранении постоянного коэффициента усиления в пределах всего окна «прозрачности» необходимо использовать обратные связи. В этом случае при использовании схемы двукратного ЧПВ необходимо организовать цепь обратной связи, как показано на рисунке 15.16. Расчет ЧХ  $\dot{K}_{рез}(f)$  этого устройства проведем по известной методике

$$\dot{K}_{рез}(f) = \frac{\dot{U}_{вых}(t)}{\dot{U}_{вх}(t)} \Big|_{\dot{U}_{вх}(t) = e^{j2\pi ft}} \quad (15.14)$$

Последовательные циркуляции входных колебаний приводят к образованию на выходе схемы бесконечной суммы членов геометрической прогрессии

$$\dot{U}_{вых}(t) = \left[ \sum_{m=0}^{\infty} (-\beta)^m \dot{K}_2^{m+1}(f) \right] \exp(j2\pi ft) \quad (15.15)$$

Подставляя (15.15) в (15.14), получим выражение для результирующей АЧХ

$$\dot{K}_{рез}(f) = \frac{\dot{K}_2(f)}{1 + \beta \dot{K}_2(f)} \quad (15.16)$$

Введем нормированную АЧХ, которая имеет вид

$$\dot{K}_{резн}(f) = \frac{(1 + \beta)\dot{K}_2(f)}{1 + \beta \dot{K}_2(f)} \quad (15.17)$$

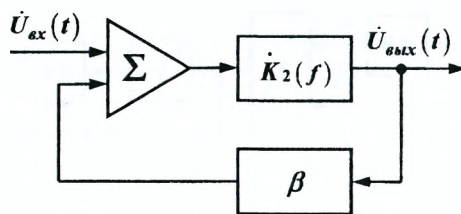


Рисунок 15.16

Анализ этого соотношения показывает, что для достаточно больших значений  $\beta$ ,  $|\dot{K}_{рез.н}(f)| \approx 1$  для тех частот, на которых  $|\beta K_2(f)| \gg 1$ . Иначе: результирующая частотная характеристика имеет сравнительно плоскую вершину (рисунок 15.17). Для частот, на которых  $|\beta K_2(f)| \ll 1$  и  $|\dot{K}_{рез.н}(f)| = (1 + \beta)|\dot{K}_2(f)|$ , она сохраняет параболический характер областей подавления (рисунок 15.17).

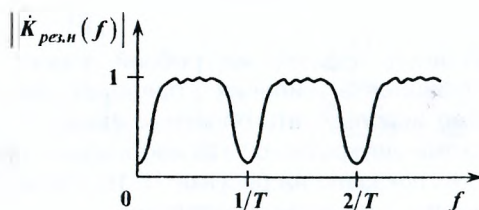


Рисунок 15.17

Таким образом, введение обратной связи и соответствующий выбор коэффициента  $\beta$  приводит к тому, что в пределах окон «прозрачности» полезный сигнал для широкого диапазона доплеровских частот практически не подавляется. Ширина и форма зоны подавления ПП зависят как от величины  $\beta$ , так и от кратности схемы ЧПВ.

Заметим, что повышение эффективности устройства ЧПВ путем увеличения его кратности ограничивается влиянием как внутреннего шума приемника, так и интервалом корреляции флуктуаций ПП. Расчеты показывают, что целесообразно использовать не более 3...5 ступеней вычитания, поскольку при дальнейшем увеличении кратности прирост эффективности подавления незначителен за счет уменьшения коэффициента между периодической корреляции ПП.

## 15.6 Эффективность систем селекции движущихся целей

Рассмотрим методику расчета показателей эффективности защиты РЛС от ПП. Эффективность защиты РЛС от ПП может оцениваться разными показателями, на основе которых можно сформулировать требования к системе СДЦ в целом, а также к отдельным ее элементам.

Для оценки эффективности систем СДЦ обычно используют коэффициент подпомеховой видимости ( $K_{пв}$ ). Величина  $K_{пв}$  показывает, во сколько раз можно увеличить интенсивность пассивной помехи на входе схемы защиты при условии, что качество обнаружения сигнала останется таким же, как при более слабой помехе в отсутствие схемы защиты. Если защита осуществляется с помощью практически линейного устройства, то значение  $K_{пв}$  может быть представлено в виде

$$K_{пв} = \left( \frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вых}} / \left( \frac{P_c}{P_n} \right)_{\text{вх}} . \quad (15.18)$$

Здесь: числитель — отношение сигнал/помеха на выходе устройства обработки; знаменатель — аналогичное отношение на его входе.

Преобразовав (15.18), можно получить

$$K_{пв} = K_c^2 K_n, \quad (15.19)$$

где  $K_c = U_{c \text{ вых}}/U_{c \text{ вх}}$  — коэффициент прохождения сигнала через систему защиты;  $K_n = P_{n \text{ вых}}/P_{n \text{ вх}}$  — коэффициент подавления ПП системой защиты.

Поскольку пассивная помеха образуется в результате наложения отраженных колебаний от хаотично расположенных отражателей, то результирующее колебание на входе приемника представляет собой случайный процесс. Под воздействием разных независимых факторов (движение отражателей или РЛС, вращение антенны и др.) пассивная помеха изменяет свои параметры (амплитуду и фазу).

Если мешающие отражатели облучаются монохроматическими колебаниями, отраженные колебания при некоторых условиях можно рассматривать как вырезку из установившегося (стационарного) случайного процесса, который характеризуется энергетическим спектром  $N(f)$  и автокорреляционной функцией  $\Phi(\tau)$ . Для импульсного зондирования отраженные колебания имеют случайную модуляцию, при этом коэффициент корреляции мгновенных значений колебаний соседних периодов будет иметь вид  $\rho(T) = \Phi(T)/\Phi(0)$ .

Интервал корреляции  $\tau_0$  и вид корреляционной функции зависят от ряда факторов, в том числе от хаотичного или последовательного перемещения отражателей, движения РЛС, вращения антенны и нестабильностей приемопередающего тракта РЛС.

*Хаотичное перемещение отражателей* вызывает флуктуации (расширение спектра) отраженного колебания. Экспериментальные данные свидетельствуют о том, что энергетические спектры могут иметь различную форму.

Поэтому в расчетах энергетический спектр ПП аппроксимируется прямоугольной, колокольной или резонансной кривой. Так, при аппроксимации колокольной кривой энергетический спектр (ЭС) имеет вид

$$N(f) = N_0 \exp \left\{ -f^2 / 2\sigma_F^2 \right\},$$

где  $N_0$  — СПМ на нулевой частоте;  $\sigma_F$  — среднеквадратическое отклонение доплеровских частот (полширины ЭС на уровне 0,61, при этом  $\sigma_F = \frac{2\sigma_V}{\lambda}$ ), а  $\sigma_V$  — среднеквадратическое отклонение радиальных скоростей отражателей.

На рисунке 15.3 показаны энергетические спектры основных видов ПП. Из рисунка следует, что наиболее широкополосными являются колебания, отраженные от гидрометеоров, а наиболее узкополосными — отражения от местных предметов. Время корреляции отражений от гидрометеоров много меньше времени корреляции отражений от местных предметов.

Для гауссовской формы ЭС коэффициент корреляции ПП имеет вид

$$\rho(\tau) = \exp \left\{ -2\pi^2 \sigma_F^2 \tau^2 \right\}.$$

Величина коэффициента междупериодной корреляции  $\rho(T)$  зависит от периода  $T$  следования импульсов. При  $T = 2,5$  мс и  $\lambda = 10$  см  $\rho(T) > 0,99$  для отражений от холмов с густым лесным покровом при скорости ветра до 10 м/с и  $\rho(T) = 0,46 \dots 0,74$  для дождевых туч при среднеквадратическом отклонении скоростей (1,55...4) м/с.

Статистические характеристики ПП, формируемых отражениями от диполей, требуют особого рассмотрения, поскольку они изменяются на разных стадиях развития облака и существенно зависят от метеорологических условий — от градиента скорости ветра по высоте и турбулентности атмосферы.

В первый момент после сбрасывания дипольных отражателей размеры облака малы, и основное влияние на статистические характеристики оказывает турбулентность сопутствующей струи самолета. В процессе рассеивания отражателей влияние сопутствующей струи ослабевает, а влияние турбулентности атмосферы возрастает, поскольку возрастают размеры облака диполей.

Ветровое зондирование атмосферы свидетельствует, что с увеличением высоты полета ветер изменяется по направлению и скорости в широких пределах, при этом абсолютная величина скорости ветра возрастает. С увеличением высоты возрастает также и величина градиента скорости ветра. Так, если среднеквадратическое значение отклонения скоростей лежит в пределах (1... 5) м/с, то в 10-см диапазоне волн среднеквадратическое значение расширения спектра соответствует значению (20... 100) Гц.

*Движение РЛС или перемещение облака диполей*(отражателей) приводит к изменению фаз отраженных колебаний за счет изменения расстояния от РЛС до отражателей. Поскольку взаимное перемещение РЛС и отражателей возможно в любом направлении, то возникает разброс радиальных скоростей отдельных отражателей, который вызывает изменение доплеровской частоты отраженных колебаний вдоль дистанции.

*Вращение антенны РЛС* вызывает снижение коэффициента между периодной корреляции ПП, особенно тех, которые отражаются от неподвижных местных предметов, т. е. ПП с узкополосным спектром. Физически это явление можно пояснить не только флуктуациями отраженного от каждого мешающего предмета колебаний за счет модуляции его ДН антенны РЛС, но и изменением состава отражателей в импульсном объеме РЛС от одного к другому периоду следования импульсов.

Как показывают несложные расчеты, величина между периодного коэффициента корреляции, учитывающего эффект вращения антенны, при колокольной ДН может быть рассчитана по формуле:

$$\rho(T) = \exp \{-1/M^2\},$$

где  $M$  — количество импульсов в пачке на уровне 0,5 по мощности. Это количество зависит как от ширины ДН и скорости вращения антенны, так и от частоты следования импульсов.

На качество подавления ПП существенное влияние оказывают *нестабильности аппаратуры РЛС*. Основными факторами, влияющими на качество подавления помех (например в РЛС с внутренней когерентностью), являются нестability:

- периода следования и длительности импульсов;
- частоты задающего генератора при истинной внутренней когерентности;
- частоты когерентного гетеродика при эквивалентной внутренней когерентности;
- частоты сигнала (при истинной внутренней когерентности и стабильной фазовой характеристике усилителя мощности нестability частоты сигнала влияет меньше);

- частоты местного гетеродина (в условиях супергетеродинного приема основной гетеродин приемника, в отличие от когерентного, называют местным).

Все перечисленные виды нестабильностей могут привести к пульсациям помехи, увеличению остатков ПП на выходе компенсирующего устройства, таким образом, к снижению качества подавления помех. Поэтому в РЛС принимаются меры по стабилизации всех упомянутых параметров.

Рассмотренные нестабильности приемопередающего тракта даже в случае неподвижных РЛС и отражателей вызывают флуктуации отраженных колебаний и снижают корреляцию ПП.

Кроме нестабильностей аппаратуры на статистические характеристики ПП влияют нелинейность приемного тракта и неидентичность каналов устройств ЧПВ. Так, существенное расширение спектра (снижение коэффициента корреляции) обусловлено ограничением помехи.

Поскольку все рассмотренные факторы, влияющие на статистические характеристики ПП, являются независимыми воздействиями, то результирующая функция корреляции может быть получена перемножением частных функций корреляции, учитывающих влияние каждого из факторов.

Зная результирующую функцию корреляции  $\Phi(\tau)$ , можно найти ЭС помех с помощью преобразования Фурье

$$N(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau.$$

Таким образом, статистические характеристики ПП существенно влияют на эффективность систем СДЦ. Знание статистических характеристик ПП позволяет проанализировать и оценить показатели эффективности систем защиты РЛС от ПП.

В качестве примера рассмотрим эффективность схем одно- и двукратного ЧПВ, используя введенные ранее коэффициенты подавления  $K_{\text{п}}$  и подпомеховой видимости  $K_{\text{пв}}$ . Учитывая, что мощность помехи на входе и выходе устройства однократного ЧПВ соответственно равна  $P_{\text{вх}} = \sigma_{\text{вх}}^2 = M\{U_{\text{вх}}^2\}$  и  $P_{\text{вых}} = M\{U_{\text{вх}}(t) - U_{\text{вх}}(t - T)\}^2$ , то коэффициент подавления ПП для одно- и двукратного (последовательного включения двух однократных схем) ЧПВ имеет вид

$$\begin{aligned} K_{\text{п1}} &= \frac{1}{2[1-\rho(T)]}; \\ K_{\text{п2}} &= \frac{1}{2[3-4\rho(T)+\rho(2T)]}, \end{aligned} \quad (15.20)$$

где  $\rho(T) = \frac{1}{\sigma_{\text{вх}}^2} M\{\dot{U}_{\text{вх}}(t)\dot{U}_{\text{вх}}(t - T)\}$  — коэффициент междупериодной корреляции ПП.

Коэффициенты подпомеховой видимости с учетом (15.12), (15.13) и (15.20) для одно- и двукратного ЧПВ соответственно равны

$$K_{пв1} = \frac{2 \sin^2(\pi \Delta F_d T)}{1 - \rho^2(T)}, \quad (15.21)$$

$$K_{пв2} = \frac{8 \sin^4(\pi \Delta F_d T)}{3 - 4\rho(T) + \rho(2T)}, \quad (15.22)$$

где  $\Delta F_d = F_{дц} - F_{дп}$  — разность доплеровских частот сигнала и пассивной помехи.

В устройствах ЧПВ (рисунки 15.11, 15.14), их АЧХ (рисунки 15.12, 15.15) имеют фиксированную ширину и глубину зон подавления (режекции). Иными словами, эти устройства не отслеживают мощность и ширину гребней СПМ ПП, т. е. являются неадаптивными. С помощью регулируемого вручную фазовращателя (рисунок 15.11) можно отслеживать только изменение скорости перемещения мешающих отражателей, совмещения области подавления АЧХ с гребнями спектра ПП.

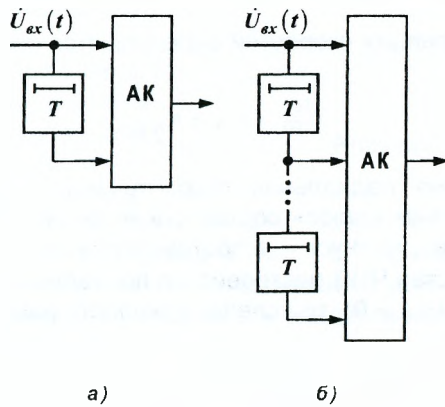


Рисунок 15.18

В целях автоматизации процесса подстройки не только фазы, но и амплитуды в схему ЧПВ можно включить корреляционный автокомпенсатор, в котором используется *череспериодная корреляция ПП*, в связи с чем и устройство получило название *череспериодного автокомпенсатора* (ЧПАК). Его структурные схемы приведены на рисунке 15.18, а, б.

В отличие от АК активных помех на входы ЧПАК подаются незадержанное и задержанное на один (рисунок 15.18, а) либо один и два периода  $T$  (рисунок 15.18, б) колебания ПП. Кратность компенсации может быть увеличена путем наращивания компенсационных каналов.

Коэффициент подавления ПП однократным ЧПАК имеет вид

$$K_n = \frac{1}{1 - \rho^2(T)}. \quad (15.23)$$

Рассмотренные ГФП на основе устройств ЧПВ и ЧПАК могут быть реализованы как в аналоговом, так и в цифровом исполнении. В свою очередь цифровая обработка может осуществляться как во временной, так и в частотной областях, в том числе с использованием алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ).

При обработке когерентной пачки радиопульсов на фоне ПП в ГФП при определенных соотношениях частоты повторения импульсов и максимально возможной доплеровской частоты полезного сигнала появляются так называемые «слепые» скорости цели. «Слепыми» скоростями называют радиальные скорости цели, при которых амплитуда сигнала на выходе ГФП практически равна нулю, т. е. при «слепой» скорости сигналы попадают в зоны подавления и подавляются так же как и помеха.

Значения «слепых» скоростей определяются соотношением

$$v_{rcn}^{(n)} = v_{rn} + n \frac{\lambda}{2T}, \quad (15.24)$$

где  $v_{rn}$  — средняя радиальная скорость мешающих отражателей;  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$  (знак «плюс» соответствует движению отражателей в одном направлении, «минус» — в противоположном).

Если устройство ЧПВ настроено на подавление ПП от неподвижных отражателей ( $v_{rn} = 0$ ), то «слепая» скорость равна

$$v_{rcn}^{(n)} = n \frac{\lambda}{2T}, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (15.25)$$

В этом случае «слепые» скорости цели — это скорости, при которых цель за период импульсов  $T$  проходит путь, равный целому числу полуволн. При таком изменении расстояния набег фазы за период  $T$  равен целому числу  $2\pi$  и не отличается от набега фазы помехи, что и обуславливает компенсацию сигнала наряду с компенсацией ПП.

Для борьбы со «слепыми» скоростями в соответствии с (15.24) можно изменять во времени (вобулировать) либо длину волны  $\lambda$ , либо период следования  $T$ . Поскольку изменение длины волны требует перестройки приемопередающего тракта, то на практике используют «второй» метод борьбы со «слепыми» скоростями — вобуляцию периода следования импульсов  $T$ .



На рисунке 15.19,а приведен случай импульсного зондирования с вобуляцией периода на два положения  $T_1$  и  $T_2$ . На рисунке 15.19,б показаны АЧХ  $K_1(f)$  и  $K_2(f)$ , которые соответствуют периодам  $T_1$  и  $T_2$  (штриховые кривые) и результирующая АЧХ  $K_p(f)$  с вобуляцией периода (сплошная кривая). Первый нуль АЧХ (соответствующий первой «слепой» скорости) результирующей АЧХ определяется из условия  $n/T_1 = m/T_2$ , где  $n, m$  — целые числа (для примера рисунок 15.19,б  $n = 3$ ,  $m = 2$ ).

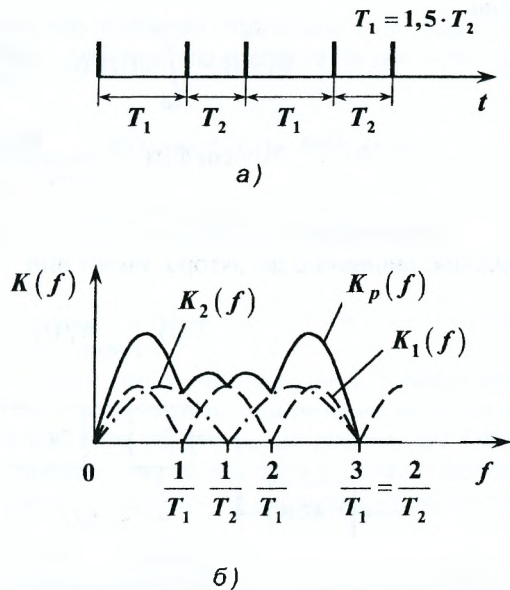


Рисунок 15.19

Применение вобуляции периода зондирования позволяет увеличить частотный интервал между зонами режекции (нулями) результирующей АЧХ (рисунок 15.19,б) и улучшить условия прохождения сигнала. На практике используют вобуляцию трех и более периодов. Частотный интервал между зонами режекции (подавления) можно также увеличить переходом в квазинепрерывный режим зондирования, уменьшая период следования импульсов.

Наряду с оптимальной обработкой сигнала на фоне ПП на радиочастоте возможен также частный случай *обработки на видеочастоте*. Пусть импульсная характеристика ГФП описывается выражением

$$v(t) = V(t) \cos 2\pi f_0 t. \quad (15.26)$$

Тогда, если на вход ГФП подать колебание  $y(t)$ , на его выходе получим

$$\begin{aligned} \omega(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} y(s)v(t-s) ds = W_1(t) \cos(2\pi f_0 t) + W_2(t) \sin(2\pi f_0 t) = \\ &= \sqrt{W_1^2(t) + W_2^2(t)} \cos(2\pi f_0 t - \Phi(t)), \end{aligned} \quad (15.27)$$

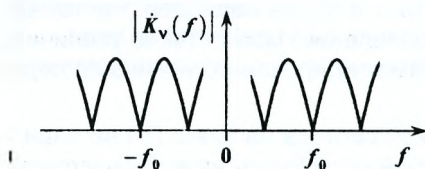
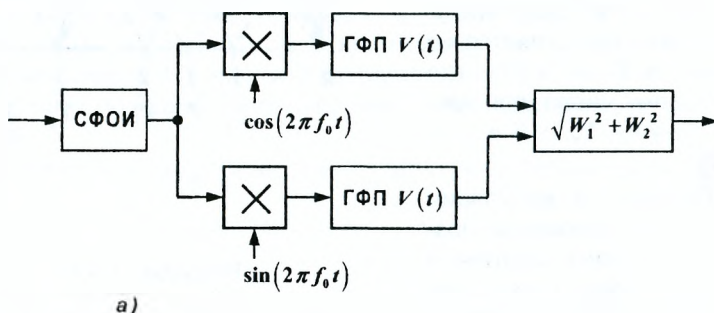
где

$$W_{1,2}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)V(t-s) \frac{\cos(2\pi f_0 s)}{\sin(2\pi f_0 s)} ds, \quad (15.28)$$

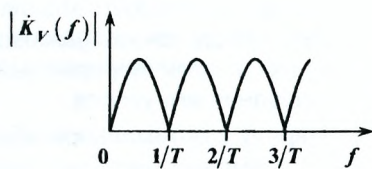
$$\cos \Phi(t) = \frac{W_1(t)}{\sqrt{W_1^2(t) + W_2^2(t)}}.$$

Огибающая напряжения (15.28) соответствует выходному напряжению линейного детектора, имеет вид

$$W(t) = \sqrt{W_1^2(t) + W_2^2(t)}. \quad (15.29)$$



б)



в)

Рисунок 15.20

Полученным соотношениям соответствует схема, приведенная на рисунке 15.20,а. Схема содержит два квадратурных канала в составе умножителей и ГФП на видеочастоте с импульсными характеристиками  $V(t)$ . На выходе каждого канала формируются видеосигналы  $W_{1,2}(t)$ , которые дальше используются для нахождения модуля  $W(t)$  по (15.29). Выходное напряжение устройства на рисунке 15.20,а такое же, как и на выходе схемы обработки на высокой частоте с последующим амплитудным детектированием.

Определим АЧХ гребенчатого фильтра подавления на высокой  $K_\omega(f)$  и видеочастоте  $K_W(f)$ . АЧХ гребенчатого фильтра на высокой частоте имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{K}_\omega(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \omega(t) e^{-j2\pi f t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} W(t) \cos(2\pi f_0 t) e^{-j2\pi f t} dt = \\ &= \frac{1}{2} \dot{K}_v(f + f_0) + \frac{1}{2} \dot{K}_v(f - f_0). \end{aligned}$$

где  $\dot{K}_v(f) = \int_{-\infty}^{\infty} V(t) e^{-j2\pi f t} dt$ .

АЧХ фильтров на высокой  $|\dot{K}_\omega(f)|$  и на видеочастоте  $|\dot{K}_W(f)|$  показаны на рисунке 15.20,б,в соответственно.

В качестве ГФП как на высокой, так и на видеочастоте могут использоваться схемы ЧПВ и ЧПАК с элементами задержки на высокой и видеочастоте соответственно. При этом практическая реализация ГФП на видеочастоте значительно проще, чем на высокой в связи с более низкими требованиями к стабильности элементов задержки на видеочастоте.

## 15.7 Принципы построения РЛС с системами СДЦ

Рассмотрим *классификацию* РЛС с системами СДЦ. Все РЛС с селекцией движущихся целей разделяются по принципу работы на две группы: *когерентные* и *некогерентные*. У некогерентных РЛС при выделении движущихся целей на фоне неподвижных предметов анализируется смещение огибающей сигнала на большой промежуток времени либо побочные эффекты движения цели. К этим эффектам можно отнести, например, изменения диаграммы обратного вторичного излучения, спектра вторичных доплеровских частот и др. Некогерентные РЛС не нашли широкого практического применения из-за низкой эффективности.

Когерентные РЛС в зависимости от вида обеспечения когерентности колебаний делятся на РЛС с *внешней* и *внутренней когерентностью*. В РЛС с *внешней когерентностью* информация о начальной фазе зондирующего сигнала содержится в отраженных от мешающих предметов колебаниях. При этом разделяют РЛС с опорным колебанием в виде помехи (для случая, когда сигнал и помеха находятся в одном элементе дальности) и РЛС с опорным сигналом, не связанным с помехой.

РЛС с *внутренней когерентностью*, в свою очередь, подразделяются на РЛС с *истинной внутренней когерентностью* и РЛС с *эквивалентной внутренней когерентностью*. В РЛС с истинной внутренней когерентностью источником опорного когерентного напряжения является стабильный по частоте задающий генератор передающего устрой-

ства. Это же колебание задающего генератора используется для формирования когерентного зондирующего сигнала. В РЛС с эквивалентной внутренней когерентностью (псевдокогерентностью) передатчик с самовозбуждением генерирует некогерентную последовательность зондирующих импульсов со случайными начальными фазами. Начальная фаза каждого зондирующего импульса запоминается на время приема отраженных импульсов до следующего зондирования. Путем соответствующей обработки принятого колебания эта фаза исключается, и принятые колебания оказываются практически такими же когерентными, как и в случае истинной внутренней когерентности.

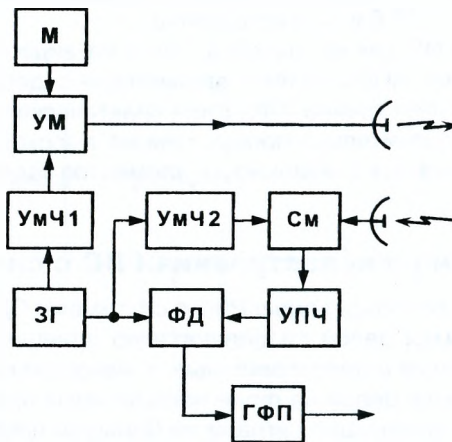


Рисунок 15.21

В зависимости от скважности  $Q = \frac{T}{T_p}$  различают РЛС высокой ( $Q > 10$ ) и малой ( $Q < 10$ ) скважности. РЛС высокой скважности обеспечивают однозначное измерение дальности, однако имеют невысокую эффективность при решении задач СДЦ. РЛС малой скважности (их называют также импульсно-доплеровскими или квазинепрерывными) обеспечивают однозначное измерение радиальной скорости и высокую эффективность компенсации ПП, но требуют устранения неоднозначности измерения дальности. Далее рассмотрим принципы построения и структурные схемы типовых когерентных РЛС с системой СДЦ.

Истинная внутренняя когерентность имеет место в РЛС, в которых формируется когерентная последовательность зондирующих импульсов. Интервал когерентности обычно значительно превышает период повторения импульсов. Истинная внутренняя когерентность обеспечивается за счет использования многокаскадного высокостабильного по частоте передатчика. На рисунке 15.21 приведена упрощенная струк-

структурная схема РЛС с истинной внутренней когерентностью. Стабильные когерентные колебания задающего генератора (ЗГ) с помощью умножителя частоты (УмЧ1) повышаются по частоте до уровня несущей частоты  $f_0$  и усиливаются в усилителе мощности (УМ). Модулятор (М) осуществляет импульсную модуляцию сигнала. С помощью второго умножителя частоты (УмЧ2) формируется гетеродинное напряжение, которое используется для преобразования принимаемых колебаний на промежуточную частоту в смесителе (СМ).

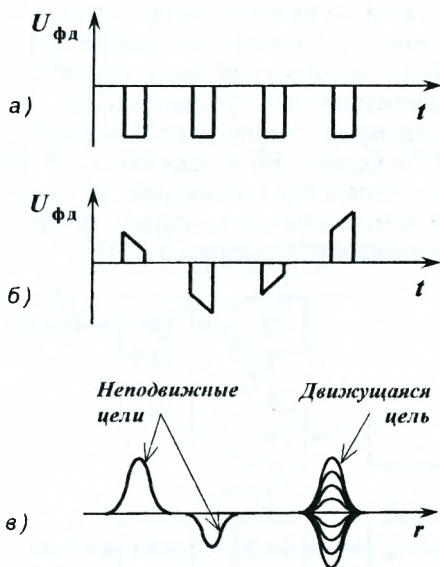


Рисунок 15.22

На фазовом детекторе (ФД) происходит сравнение фаз опорного колебания (колебания ЗГ) и усиленных в УПЧ принятых колебаний сигналов и ПП. В случае равенства частоты ЗГ промежуточной частоте на выходе ФД наблюдаются видеоимпульсы, амплитуда и полярность которых пропорциональны величине и знаку фазового сдвига между опорными и принимаемыми колебаниями.

Если отражатель неподвижен, то сдвиг фаз между опорным и принятым колебаниям постоянный и на выходе ФД формируется последовательность видеоимпульсов одинаковой амплитуды и полярности (рисунок 15.22,а). Если отражатель движется, то сдвиг фаз непрерывно меняется во времени в соответствии с формулой:

$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t_3 = 2\pi f_0 \frac{2}{c} r(t) = 2\pi f_0 \frac{c}{2} (r_0 + v_r t) = \varphi_0 + 2\pi F_D t,$$

где  $t_3$  — время задержки отраженного сигнала;  $r_0$ ,  $r(t)$  — начальная и текущая дальности;  $F_D$  — частота Доплера;  $\varphi_0$  — сдвиг фазы при начальной дальности.

Непрерывное изменение сдвига фазы, обусловленное движением отражателя, приводит к изменению амплитуды и полярности (т. е. пульсациям) видеоимпульсов на выходе ФД при отлчии скорости отражателей (цели) от «слепой» скорости (рисунок 15.22,б). Таким образом, сигнал, отраженный от неподвижной цели, является непульсирующим (постоянным), а от движущейся — пульсирующим.

Характерный вид экрана амплитудного индикатора дальности для случая наблюдения неподвижного и подвижного отражателя приведен на рисунке 15.22,в. Компенсация колебаний от неподвижных отражателей осуществляется гребенчатым фильтром подавления (ГФП), который подключается к выходу ФД (рисунок 15.21).

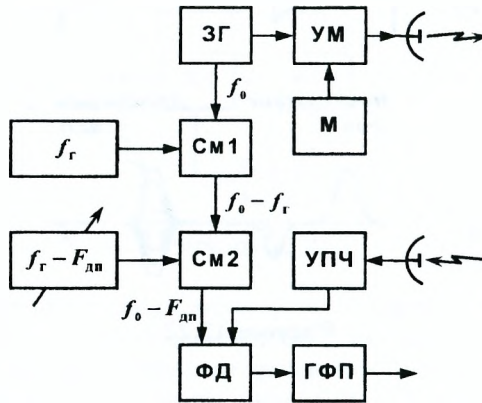


Рисунок 15.23

Если надо скомпенсировать ПП, сформированную движущимися мешающими отражателями (например, облаком диполей или гидрометеорами), то необходимо, прежде чем подавать колебания с выхода ФД на вход ГФП, скомпенсировать скорость перемещения мешающих отражателей под действием ветра. Для этого достаточно изменить фазу опорного колебания на величину сдвига фазы за период следования импульсов  $\varphi_T = 2\pi F_{дп} T$ . На практике этот сдвиг осуществляют двойным преобразованием частоты опорного колебания на  $F_{дп}$  (рисунок 15.23).

В смесителе См1 формируется колебание частоты  $(f_0 - f_r)$ , а в смесителе См2 с помощью гетеродина с регулируемой частотой — опорное колебание с частотой  $(f_0 - F_{дп})$ . Изменение частоты (фазы) опорного колебания позволяет скомпенсировать скорость ветра. При этом пульсаций колебаний ПП не будет и ГФП подавит такую помеху, а пульсирующий сигнал с разностной доплеровской частотой  $F_{др} = F_{дц} - F_{дп}$  пропустит (при условии, что цель движется не со «слепой» скоростью). Такое устройство получило название — схема компенсации действия ветра (СКДВ).

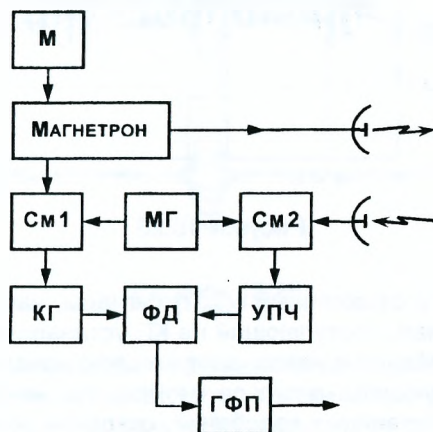


Рисунок 15.24

Если в РЛС используется однокаскадное передающее устройство, то в этом случае генератор СВЧ работает в режиме самовозбуждения (например, магнетрон), модулируемый импульсами. При этом генерируется последовательность радиоимпульсов со случайными начальными фазами. Для учета случайной начальной фазы зондирующего сигнала используется специальный генератор — *когерентный гетеродин* (КГ). Колебаниям этого гетеродина навязывается случайная начальная фаза импульса магнетрона, которая запоминается на период следования импульсов. Напряжение КГ используется в ФД как опорное колебание. Запоминание случайной начальной фазы зондирующих радиоимпульсов обеспечивает *эквивалентную внутреннюю когерентность* РЛС.

Упрощенная структурная схема РЛС с эквивалентной внутренней когерентностью на промежуточной частоте приведена на рисунке 15.24. Смещение частот зондирующего и принимаемого колебаний на промежуточную частоту осуществляется с помощью местного гетеродина (МГ) в смесителях См1 и См2. Принцип *фазирования* когерентного гетеродина иллюстрируется эпкурами на рисунке 15.25. Здесь показаны зон-

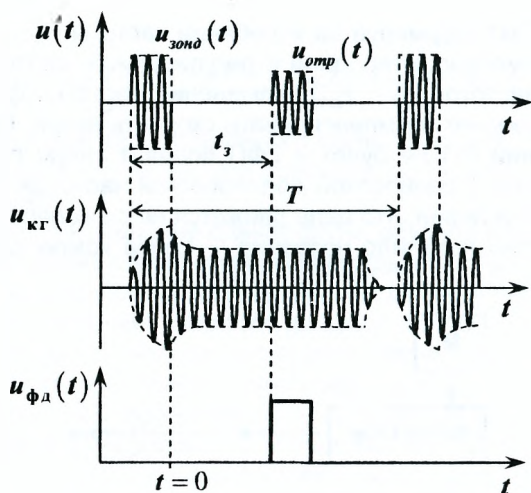


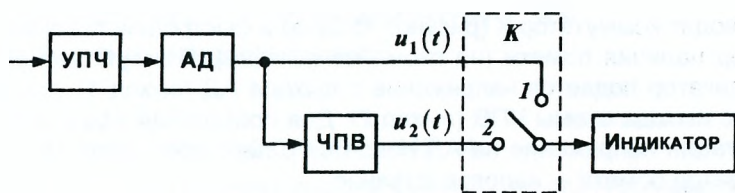
Рисунок 15.25

дирующий  $U_{\text{зонд}}(t)$  и отраженный  $U_{\text{отр}}(t)$  сигналы, напряжение КГ  $U_{\text{кг}}(t)$ . Зондирующий сигнал, поступающий на КГ, устанавливает в нем режим вынужденных колебаний и навязывает им свою начальную фазу. После окончания зондирующего импульса (момент времени  $t = 0$ ) КГ переходит в режим собственных колебаний, сохраняя навязанную начальную фазу в течение всего периода следования импульсов. Срыв колебаний КГ происходит после приема отраженных импульсов от цели на максимальной дальности. Далее процедура повторяется. На выходе ФД после сравнения колебаний КГ и отраженных сигналов формируются пульсирующие (от подвижных отражателей) и постоянные (от неподвижных) видеопульсы. Вид этих импульсов аналогичен изображенным на рисунке 15.22, а, б. Колебания от неподвижных отражателей далее компенсируются в ГФП.

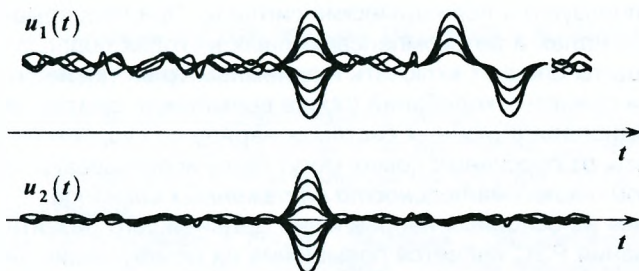
*Сущность внешней когерентности* состоит в том, что для получения информации о начальной фазе зондирующего сигнала используется сама пассивная помеха. Рассмотрим простейший случай некогерентной компенсации пассивной помехи при реализации внешней когерентности.

Допустим, что происходит одновременный прием колебаний, отраженных от разрешаемых объемов, содержащих мешающие отражатели и цель. Вследствие взаимного перемещения отражателей в каждом разрешаемом объеме ПП оказывается медленно флуктуирующей. В то же время быстро движущаяся относительно этих объемов цель порождает более быстрые флуктуации сигнала. Используя эти различия,





а)



б)

Рисунок 15.26

можно выделить быстро флуктуирующий сигнал цели на фоне ПП. Для этого используют устройство, структурная схема которого приведена на рисунке 15.26,а. Смесь сигнала и ПП после усилителя промежуточной частоты (УПЧ) поступает на обычный амплитудный детектор (АД), за которым следует схема ЧПВ. Фаза ПП и сигнала одинаково зависят от начальной фазы зондирующего сигнала. Разница фаз этих колебаний (ПП и сигнала) зависит только от радиальных скоростей перемещения цели и мешающих отражателей, как и в РЛС с внутренней когерентностью при скомпенсированной скорости ветра.

В этом случае аддитивная смесь полезного сигнала и ПП, которые имеют различные сдвиги доплеровской частоты, приводят к изменению суммарной амплитуды от зондирования к зондированию. Соответственно на выходе амплитудного детектора наблюдается последовательность импульсов разной амплитуды и полярности ( $U_1(t)$  на рисунке 15.26,б). Вид выходного напряжения схемы ЧПВ  $U_2(t)$  также показан на рисунке 15.26,б.

Преимуществом системы СДЦ с внешней когерентностью является отсутствие схемы СКДВ. В качестве недостатка следует рассмотреть случай разрывной ПП, когда отражатели находятся не в каждом следующем разрешаемом объеме. В этом случае в разрешаемых объемах, в которых ПП отсутствует, сигнал от цели будет компенсироваться схемой ЧПВ. Чтобы избежать компенсации полезного сигнала, в устрой-

ство вводят коммутатор К (рисунок 15.26,а) и быстродействующий анализатор наличия помехи (на схеме не показан). В отсутствие помехи на индикатор подается напряжение с выхода АД (выход 1), при наличии — с выхода схемы ЧПВ (выход 2). Для повышения эффективности коммутации напряжение на АД подается с некоторой задержкой, а на анализатор помехи — непосредственно.

Рассмотренные методы защиты и способы построения систем защиты РЛС от ПП могут быть распространены и на другие РЭС, в которых используются периодические сигналы. При непрерывных зондирующих сигналах и автокомпенсационных методах подавления ПП системы защиты следует включать в приемный тракт после оптимальной обработки принятых колебаний (после временного сжатия сигналов).

В радионавигационных системах наряду со скоростной селекцией для защиты от пассивных помех могут быть использованы *анализаторы кодовой последовательности отраженных сигналов*.

Одним из основных направлений дальнейшего развития и совершенствования РЭС является повышение их помехозащищенности. Поэтому, анализируя работу собственно систем защиты РЭС от помех, следует обратить внимание на необходимость дальнейшего улучшения характеристик адаптации РЭС к изменяющейся помеховой обстановке. Использование *решетчатых фильтров*, которые позволяют учитывать априорную информацию о корреляционных свойствах помех, является одним из таких путей совершенствования адаптивных систем защиты РЭС от помех [21, 25].

## **IV Особенности построения РЭС различного назначения**

### **16 Принципы построения и функционирования радиолокационных систем**

#### **16.1 Основные положения радиолокационной системотехники**

*Радиолокационная системотехника* охватывает вопросы проектирования, производства, испытания и эксплуатации радиолокационных систем. Поэтому рассмотрим вопросы построения РЛС с системотехнических позиций.

Начнем рассмотрение с общих сведений о радиолокации. Радиолокация— это область радиозлектроники, которая обеспечивает получение сведений об объектах путем приема и анализа электромагнитных колебаний (радиоволн). Термин «радиолокация» складывается из двух слов «radio» — излучение и «locus» — место, т. е. характеризует важнейшую из решаемых задач и метод ее решения.

Радиолокация возникает как особый раздел радиотехники в тридцатые годы двадцатого столетия. Инициаторами отечественных исследований в этой области были военные инженеры П. К. Ощепков и М. М. Лобанов. В 1934 г. в Ленинграде проходят испытания разнесенного активного радиолокатора непрерывного излучения в метровом диапазоне волн, а в 1939 г. — макета совмещенной импульсной РЛС. Значительное расширение применений радиолокации повышают требования к РЛС и ведут к разнообразию их типов.

Рассмотрим современную классификацию, сформулируем основные понятия и определения, исходя из системотехнического подхода.

Системой высшего порядка будем считать автоматизированную систему управления (АСУ) теми или иными процессами или средствами (информацией, войсками, воздушным движением и т. д.). Гипотетическая структура АСУ вооружением противовоздушной обороны приведена на рисунке 16.1. В нее, как составная часть, входит радиолокационная система, являющаяся основным источником информации о внешней обстановке (целях противника, своих средствах, физических условиях распространения ЭМВ и т. д.)

*Радиолокационными целями* будем считать все объекты радиолокации, по которым радиолокатор выдает информацию. Различают аэродинамические цели (самолеты, вертолеты, ракеты и др.), наземные и



Рисунок 16.1

надводные (автомобили, танки, корабли и др.), космические (спутники, ракеты и др.), к радиолокационным целям относятся и цели природного происхождения (тучи, местные предметы и др.).

*Радиолокационной системой* называют конструктивно связанную совокупность радиолокационных средств, размещенных на местности или в пространстве.

*Радиолокационным средством* (радиолокатором, локатором, РЛС) называют техническое средство получения и обработки радиолокационной информации. Радиолокатор является основным средством разведки в войсках ПВО. На практике часто не разделяют понятия радиолокационная станция и радиолокационная система (РЛС).

Основными потребителями информации являются аэродромные диспетчерские службы и командные пункты соответствующего уровня (роты, батальона и т. д.). Радиолокатор может быть и частью оружия, обеспечивающей наведение средств поражения на цель.

*Радиолокационной информацией* называют совокупность сведений о цели, которые получают методами радиолокации. В понятие радиолокационной информации обычно включают сведения о:

- наличия цели в определенном объеме пространства;
- координатах и параметрах движения цели;
- принадлежности цели к определенному классу целей (бомбардировщик, истребитель, ракета и т. д.);
- государственной принадлежности цели (свой, чужой).

В зависимости от содержания радиолокационной информации решаются соответствующие *задачи*. Хотя процесс получения радиолокационной информации во многих случаях единый, его, тем не менее, разделяют на следующие составляющие:

- обнаружение целей;
- измерение координат и параметров движения целей;
- разрешение целей;
- классификация целей.

*Обнаружение* состоит в принятии решения о наличии или отсутствии цели в каждом объеме пространства с заданными качественными показателями.

*Измерение* сводится к оцениванию координат и параметров движения цели с минимальными погрешностями. Измеряют в первую очередь *дальность* до цели, ее *азимут* и *угол места*, могут измеряться отдельные производные координат (радиальная скорость, в частности), элементы траектории.

*Разрешение* заключается в обнаружении и измерении параметров произвольной цели в присутствии других целей. Разрешающую способность по координатам характеризуют *разрешаемым объемом*. Наряду с разрешением по координатам возможно *разрешение по их производным* (радиальной скорости, в частности) и *по траектории*.

*Классификация* состоит в установлении принадлежности цели к определенному классу. В одних случаях выявляют «свой-чужой» с помощью запросно-ответных устройств *опознавания*, установленных на своих объектах, в других случаях *распознают класс цели*, не отвечающей на запрос.

Всю совокупность информационных задач охватывают термином *радиолокационное наблюдение*. *Требования* к качеству радиолокационного наблюдения непрерывно *повышаются*. *Условия* же работы РЛС, в свою очередь, *усложняются*.

Скоротечность изменения и сложность *радиолокационной обстановки* требуют высокого темпа выдачи данных. Информационные задачи решаются за *ограниченное время*. Обнаружение, измерение и разрешение часто сливаются поэтому в единый процесс, а визуальное наблюдение заменяется автоматизированными или полуавтоматизированными системами.

Полеты на *малых высотах* и *фактор кривизны* Земли заставляют *выше и чаще* располагать *точки наблюдения*.

На РЛС воздействуют *помехи* природного происхождения, от других РЭС, а в военное время организованные (умышленные). Возросла роль противодействия РЭС противника. Существенна поэтому способность РЛС функционировать в условиях воздействия как *активных*, так и *пассивных* помех, т. е. их *помехозащищенность*.

Классификацию РЛС проводят по различным признакам:

- по месту базирования;
- по назначению;
- по рабочему диапазону волн;
- по виду излучения;
- по числу измеряемых координат;
- по числу занимаемых позиций.

По *месту базирования (установки)* РЛС делят на наземные, корабельные, авиационные, космического базирования.

По *назначению* — на РЛС обнаружения целей, сопровождения целей, управления оружием, обеспечения полетов, метеорологические, навигационные, опознавания государственной принадлежности, многофункциональные.

По *рабочему диапазону волн* — на РЛС декаметрового, метрового, дециметрового, сантиметрового, миллиметрового диапазонов волн, многодиапазонные.

По *видам излучения* — на РЛС импульсного, непрерывного, квазинепрерывного, шумового и комбинированного излучения.

По *числу измеряемых координат* — на двухкоординатные РЛС (как правило, дальность и азимут), трехкоординатные РЛС (дальность, азимут и угол места).

По *числу позиций* — на однопозиционные и многопозиционные РЛС.

Рассмотрим задачи, решаемые РЛС в зависимости от места их установки.

Наземные РЛС можно разделить на РЛС надгоризонтного обнаружения (НГО), загоризонтного обнаружения (ЗГО) и подповерхностной радиолокации.

Системы НГО функционируют в метровом, дециметровом, сантиметровом и миллиметровом диапазоне волн (0,03...300 ГГц). Они делятся на стационарные и мобильные (самоходные, буксируемые, переносимые, переносимые).

*РЛС загоризонтного обнаружения* построены на использовании эффекта Кабанова — отражения радиоволн декаметрового диапазона (3...300 МГц) от ионосферы Земли — и функционируют в режиме обратного отражения радиоволн. Загоризонтные РЛС предназначены для наблюдения за состоянием поверхности морей и океанов, за движением кораблей и самолетов, старта баллистических ракет, для исследования ионосферы Земли.

*Радиолокаторы подповерхностного зондирования* предназначены для обнаружения в грунте разных объектов, пустот, определения толщины льда, подводной радиолокации и др. Глубина проникновения при этом может достигать от сантиметров до сотен метров.

*Корабельные РЛС* предназначены для обнаружения и сопровождения воздушных и надводных целей, обзора надводной и береговой поверхности, целеуказания, наведения зенитных управляемых ракет и орудий, а также для обеспечения судноплавания и навигации.

*Авиационные РЛС* делят на РЛС обзора земной поверхности, РЛС обзора воздушного пространства, а также многофункциональные РЛС.

*РЛС космического базирования* используют для дистанционного исследования Земли и планет, обеспечения маневров и посадки космических аппаратов.

По назначению системы НГО делятся на РЛС:

- управления воздушным движением;
- обнаружения, наведения и целеуказания;
- обнаружения маловысотных целей;
- наведения зенитных управляемых ракет;
- орудийной наводки;
- радиолокационной наземной разведки;
- высотомеры;
- предупреждения о ракетном нападении (ПРН);
- противоракетной обороны (ПРО);
- контроля космического пространства (ККП);
- метеорологические и др.

Получение радиолокационной информации всеми перечисленными типами РЛС основано на рассмотренных в разделе 1.4 принципах получения информации и в разделе 1.5 методах РЭС. Конкретизируем эти методы для радиолокации.

## 16.2 Методы радиолокации

Как было показано ранее (раздел 1.4, 1.5), радиолокационная информация содержится в сигналах, отраженных от цели, переизлученных целью или излученных ею. В зависимости от этого различают три основных метода радиолокации:

- активная радиолокация с пассивным ответом;
- активная радиолокация с активным ответом;
- пассивная радиолокация.



Рисунок 16.2

*Активная радиолокация с пассивным ответом* предусматривает формирование радиопередатчиком РЛС мощного зондирующего сигнала, который излучается передающей антенной в направлении цели. Отраженные колебания, которые излучаются целью, падают на приемную

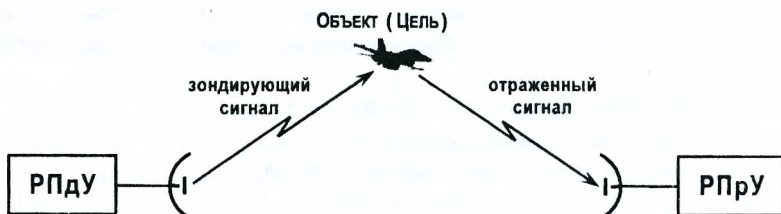


Рисунок 16.3

антенну. Эта антенна может быть совмещена (рисунок 16.2) или разнесена (рисунок 16.3) с передающей антенной. В последнем случае имеет место *полуактивная радиолокация с подсветом цели*, когда РПРУ принимает отраженный от цели сигнал при облучении цели наземной РЛС (рисунок 16.4).

В параметрах принятого сигнала содержится информация о координатах и параметрах движения цели. Эта информация извлекается из принятого колебания устройством обработки сигнала на фоне помех.

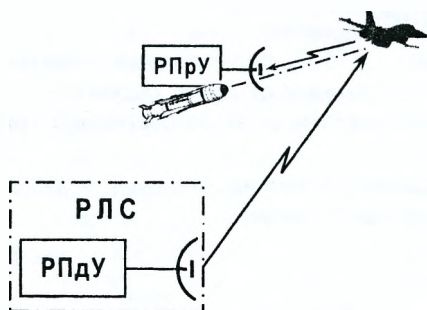


Рисунок 16.4

*Активная радиолокация с активным ответом (вторичная радиолокация)* базируется на активном формировании целью ответного сигнала. Для этого цель (самолет, управляемая ракета, космический аппарат) укомплектована приемной антенной, приемником, передатчиком и передающей антенной (рисунок 16.5). С целью обеспечения селекции конкретного объекта и повышения помехозащиты как запросный, так и ответный сигналы обычно кодируются.

Вторичная радиолокация широко используется в РЛС управления воздушным движением, в комплексах ПВО для определения государственной принадлежности цели (объекта), в ЗРК — для обеспечения наведения ракеты на цель.

*Пассивная радиолокация* базируется на приеме и измерении параметров излучений самой цели. При этом отпадает необходимость в передатчике и передающей антенне РЛС. С одной позиции могут быть измерены лишь угловые координаты цели. Использование двух и более разнесенных в пространстве позиций позволяет дополнительно прове-



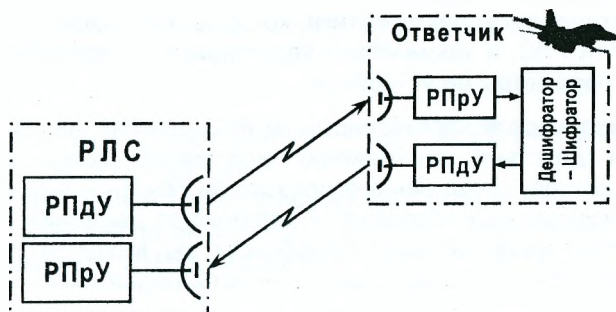


Рисунок 16.5

сти измерение разности времени запаздывания сигналов, излучаемых целью. При известных координатах приемных пунктов положение цели в пространстве определяется совокупностью трех чисел — первичных координат цели.

В зависимости от первичных измеряемых координат различают следующие методы пассивной радиолокации:

- триангуляционный (угломерный, пеленгационный);
- разностно-дальномерный;
- угломерно-разностно-дальномерный.

Триангуляционный метод основан на измерении лишь угловых направлений на источник излучения.

Разностно-дальномерный метод предполагает измерение разности расстояний от источника излучения до приемных пунктов.

Угломерно-разностно-дальномерный метод базируется на измерении как угловых направлений на источник излучения, так и разности расстояний от него до пунктов приема.

Наряду с чисто активными и пассивными РЛС используются также комбинированные активно-пассивные радиолокационные системы.

### 16.3 Тактико-технические характеристики радиолокационных систем

Современные радиолокационные системы представляют собой сложные комплексы, состоящие как из радиотехнических устройств, так и вычислительных средств и элементов автоматики. РЛС можно описать такими же характеристиками, какие используются для РЭС в целом (раздел 1.7), однако с учетом тех специфических задач, которые выполняют РЛС.

Как было уже сказано, ТТХ РЭС вообще и РЛС в частности делят на тактические характеристики, которые показывают назначение и возможности РЛС, и технические характеристики, которые описывают основные параметры ее устройств.

К *тактическим* характеристикам РЛС относят: назначение, зоны видимости (действия, обнаружения) или сектор обзора, время обзора этого сектора, качественные показатели обнаружения объекта, количество измеряемых координат и параметров движения цели, точности измерения, разрешающие способности, вид выходных данных, пропускную способность, помехозащищенность, надежность, мобильность и др.

К *техническим* характеристикам РЛС относят: режим работы и вид модуляции зондирующих сигналов, диапазон частот (длин волн), энергетические характеристики (импульсная и средняя мощность РГДУ и чувствительность РГРУ), характеристики антенн, способы обзора пространства, характеристики вычислительных средств, элементная база, весовые и габаритные характеристики, мощность первичных источников питания и т. д.

Тактические характеристики определяют выбор технических характеристик. В свою очередь, от реализованных в РЛС технических характеристик зависят ее тактические характеристики.

Рассмотрим некоторые тактико-технические характеристики (ТТХ) более детально.

*Зона видимости* РЛС — это область пространства, в пределах которой цель с заданной эффективной площадью наблюдается радиолокационной системой с заданными показателями качества. Если наблюдение состоит в обнаружении цели, то в пределах зоны видимости (обнаружения) показатели качества должны быть не хуже заданных. Если наблюдение сводится к измерению координат цели, то размер зоны видимости определяют из допустимых ошибок измерения. Зона видимости обычно задается дальностью действия и пределами обзора по азимуту и углу места.

Под дальностью действия РЛС понимают максимальную дальность  $r_{max}$  до цели с заданной эффективной площадью  $\sigma_c$ , на которой обеспечивается обнаружение цели с необходимыми показателями качества. Иногда дальность действия ограничивают как максимальной, так и минимальной  $r_{min}$  дальностью действия. Подобным образом вводят дальность действия РЛС сопровождения.

Дальность действия однопозиционной РЛС зависит от ряда ее технических характеристик (раздел 3.7)

$$r_{max} = \sqrt[4]{\frac{\mathcal{E}GA_{эф}\bar{\sigma}_ц}{(4\pi)^2\gamma N_0}}$$

где  $\gamma$  — коэффициент различимости ( $\gamma = \frac{\mathcal{E}_{пр\ min}}{N_0} = \frac{q^2}{2}$ ), учитывающий все потери в отношении сигнал/шум.

Для сравнительной характеристики РЛС используют связанный с дальностью действия потенциал РЛС, который определяется основными техническими характеристиками РЛС

$$P_{рлс} = \frac{\mathcal{E}GA_{эф}}{(4\pi)^2 N_0}, \quad (16.1)$$

или

$$P_{рлс} = \frac{P_u G \lambda^2}{(4\pi)^3 P_w}, \quad (16.2)$$

где  $P_w = N_0/\tau_u$ , т. е. потенциал РЛС объединяет все параметры, относящиеся к РЛС, и при заданных  $\gamma$  и  $\bar{\sigma}_ц$  определяет максимальную дальность действия РЛС в свободном пространстве

$$r_{max} = \sqrt[4]{P_{рлс} \frac{\bar{\sigma}_ц}{\gamma}}. \quad (16.3)$$

Выбор других технических характеристик и параметров РЛС связан с обеспечением необходимого потенциала РЛС.

## 16.4 Структурная схема простейшей радиолокационной системы

Современные РЛС представляют собой сложные системы, в которые входят РПДУ, РПрУ, антенная система, устройства обработки и отображения информации, системы защиты от помех, устройство питания. Объединение этих устройств по соответствующей схеме обеспечивает создание системы.

Термин «система» происходит от латинского слова «systema», что означает «целое, составленное из частей». Поэтому под *системой* понимают совокупность функционально связанных взаимодействующих частей, обеспечивающих решение поставленных задач. Свойства системы определяются свойствами ее частей (элементов) и характером взаимодействия между ними.

Каждая часть системы, в свою очередь, может рассматриваться как система нижнего уровня, которая в этом случае представляет собой одну из частей сложной системы. Совокупность разнотипных сложных систем может объединяться в систему более высокого уровня. Таким

образом, сложную систему любого уровня можно разбить на подсистемы (элементы) с иерархичной (субподрядной) структурой связей и определить ее так: *сложной системой* называется иерархично организованная и целенаправленная функциональная совокупность большой численности информационно связанных и взаимодействующих элементов.

*Радиолокационная система* состоит из ряда радиолокационных устройств (элементов, систем), взаимодействующих между собой и обеспечивающих решение информационных задач.

Приступим к рассмотрению принципов построения РЛС различного назначения с позиций радиолокационной системотехники, которая охватывает вопросы проектирования, производства, испытания и эксплуатации РЛС. Структура и характер взаимодействия устройств радиолокационной системы определяются задачей, которую решает данная РЛС.



Рисунок 16.6

Прежде чем переходить к принципам построения РЛС различного назначения, рассмотрим реализацию основных операций обнаружения целей, измерения их координат на примере *структурной схемы* (рисунок 16.6) *простейшего совмещенного импульсного радиолокатора* с общей приемопередающей антенной. Важным элементом радиолокатора является *синхронизатор*, запускающий его основные элементы. Зондирование *короткими* радиоимпульсами обеспечивает *неодновременность приема и излучения*. Это позволяет использовать *общую антенну*, коммутируемую *антенным переключателем* на передачу и прием.

После излучения зондирующего радиоимпульса антенна соединяется с *приемником*. *Индикаторное устройство* обеспечивает возможность обнаружения сигнала, отраженного от цели, измерение дальности до цели и ее угловых координат. Предусматривается использование *цепей автоматики*. Последние связывают индикаторное устройство с

антенной, выдают информацию о положении характеристики направленности, а значит угловых координат целей, а также управление этой характеристикой (цепь управления на рисунке не показана).

В более общем случае прием может быть *многоканальным*, длительность сигнала *не обязательно должна быть малой*. Приемная и передающая антенны могут быть *разделены* (даже в условиях совмещенной локации).

Возможности съема и обработки данных существенно расширяются при использовании *средств вычислительной техники*, обеспечивающих более полную *автоматизацию* радиолокационного наблюдения.

Возможности РЛС существенно расширяются при использовании *фактора движения целей*, вызывающего изменение временных запаздываний отдельных элементов, а значит всей структуры сигналов. Так, радиальное движение цели относительно совмещенной импульсной РЛС изменяет запаздывание последовательности принимаемых импульсов, приводит к изменению несущей частоты. Оба эффекта являются проявлением трансформации сигнала при движении цели и могут быть использованы для измерения радиальной скорости целей и их скоростного разрешения. Селекция по скорости широко используется для защиты от пассивных помех.

Наконец, одна из важных задач РЛС выделение слабых сигналов из помех решается за счет оптимальной обработки этих сигналов.

## 16.5 Одно- и многоцелевые радиолокационные системы

Рассмотрим вариант структурной схемы многоцелевой (обзорной) трехкоординатной импульсной РЛС с одной приемопередающей антенной (рисунок 16.7).

РЛС такого типа имеет зону видимости по азимуту в пределах  $0^\circ \dots 360^\circ$ , по углу места почти от  $0^\circ$  до нескольких десятков градусов. По дальности зона видимости ограничена минимальной дальностью  $r_{min}$ , которая связана с невозможностью приема сигнала во время излучения зондирующего сигнала. Дальняя граница зоны видимости  $r_{max}$  обусловлена потенциалом РЛС (16.1, 16.2).

Передатчик РЛС генерирует мощные радиоимпульсы, которые поступают в антенну через антенный переключатель. В режиме излучения он подключает к антенне передатчик, в режиме приема — приемник. Он же осуществляет развязку между передатчиком и приемником. Количество каналов приема в трехкоординатной РЛС определяется числом лучей в угломестной плоскости (канал  $\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_m$ ). На схеме раскрыта структура первого канала  $\varepsilon_1$ . Остальные каналы идентичны.

Для защиты от активных помех, действующих по боковым лепесткам ДН, в РЛС используется многоканальный автокомпенсатор, на входы которого поступают колебания основного и дополнительных каналов приема.

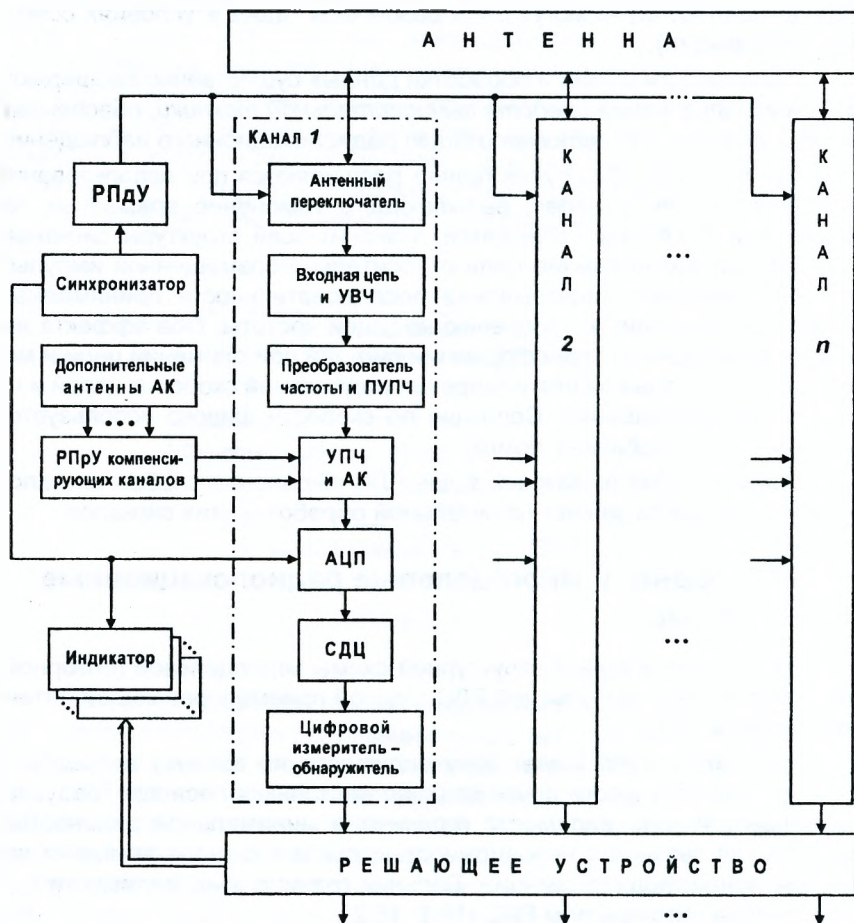


Рисунок 16.7

В супергетеродинном приемнике осуществляется согласованная обработка принятого сигнала с последующим преобразованием результата обработки в цифровой код с помощью АЦП. Далее смесь сигнала и пассивной помехи поступает на устройство цифровой фильтрации.

По принципу действия такая РЛС относится к импульсно-доплеровским РЛС с истинной внутренней когерентностью.

Результат согласованной фильтрации принятого сигнала с остатками от скомпенсированных активных и пассивных помех поступает на цифровой обнаружитель — измеритель. Уровень порога выбирается в зависимости от элемента дальности, на котором происходит обнаружение.

Измерение дальности производится с помощью цифрового измерителя. Азимут измеряется в соответствии с алгоритмом (8.17), а угол места — по номеру канала, в котором сигнал имеет максимальную амплитуду.

Полученная в результате функционирования РЛС информация о целевой и помеховой обстановке передается линиями связи на командный пункт.

В современных обзорных РЛС возможно проведение вторичной обработки, результатом которой является формирование (построение) *траектории* конкретной цели.

Варианты построения супергетеродинного приемника обзорной РЛС могут существенно отличаться. Так, вместо однократного преобразования частоты используется двукратное, а иногда и трехкратное преобразование.

Автокомпенсация активных помех может осуществляться на радиочастоте, либо в цифровом виде, как и защита от пассивных помех. В то же время возможно построение измерителей и систем защиты от помех полностью в аналоговом виде.

Следует заметить, что использование в обзорной РЛС антенных решеток и быстродействующих ЭВМ или спецвычислителей могут существенно расширить возможности РЛС в сложной целевой и помеховой обстановке.

Далее рассмотрим примеры реализации современных обзорных РЛС.

*РЛС управления воздушным движением* широко используется в гражданской авиации. К их числу относятся такие РЛС, как аэродромные, трассовые, посадочные, а также РЛС обзора летного поля.

Трассовые и аэродромные радиолокационные комплексы ТРЛК-11, АРЛК-11 (Россия) систем управления воздушным движением (УВД) применяются в качестве источника радиолокационной информации в автоматизированных и неавтоматизированных системах УВД на трассах и в аэродромной зоне. Они включают в себя первичный и вторичный (с активным ответом) радиолокаторы, аппаратуру обработки информации, систему передачи данных. Аппаратура размещена в передвижающихся кузовах — фургонах. На рисунке 16.8 показан трассовый радиолокатор ТРЛК-11.

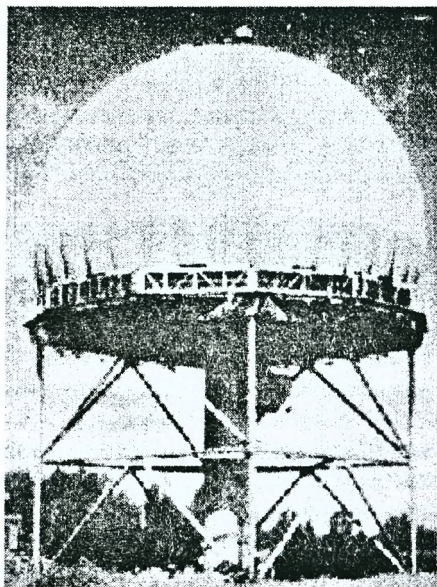


Рисунок 16.8

Максимальная дальность обнаружения цепей с ЭП  $\sigma_{ц} = 3 \text{ м}^2$  при условных вероятностях правильного обнаружения  $D \geq 0,8$  и ложной тревоги  $F \leq 10^{-6}$  составляет 350 км (ТРЛК-11) и 150 км (АРЛК-11). Сектор обзора по азимуту  $0^\circ \dots 360^\circ$ , по углу места  $0,5^\circ \dots 45^\circ$ , по высоте 20 км (ТРЛК-11) и 12 км (АРЛК-11).

Ошибки измерения по дальности 300 м и 150 м соответственно, по азимуту 9 угловых минут в обоих случаях. Разрешающие способности: по дальности 800 м и 500 м соответственно для первичных каналов, 1000 м — для вторичных каналов; по азимуту  $1,5^\circ$  для первичных и  $3^\circ$  для вторичных каналов. Скорости обзора 6 и 12 об./мин. соответственно. Коэффициент подавления помех от местных предметов — 40 и 45 дБ.

Средние мощности передатчиков первичных РЛС  $3,5 \text{ кВт} \times 2$  и  $1,5 \text{ кВт} \times 2$ . Потребляемая мощность от сети 100...150 кВт и 90...120 кВт соответственно. В случае секундного перерыва в питании от сети включается дизель-электростанция.

В войсках ПВО используются двух- и трехкоординатные РЛС обнаружения. Кратко рассмотрим современную трехкоординатную РЛС обнаружения и сопровождения целей метрового диапазона 55Ж6-3 (Россия). Она имеет отдельные антенные решетки в азимутальной и угломестной плоскостях (рисунок 16.9) для измерения угловых координат



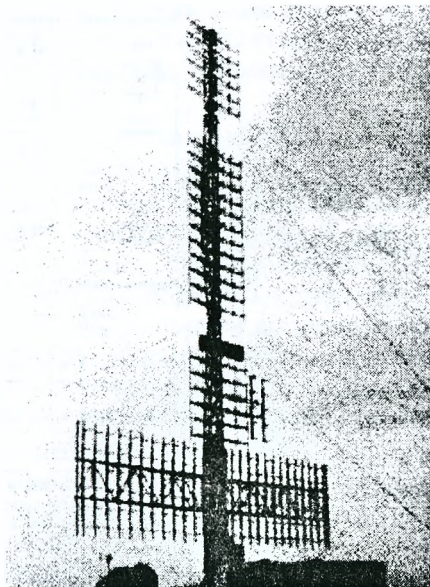


Рисунок 16.9

нат цепей. Обзор осуществляется по азимуту вкруговую со скоростью 6 об./мин., по углу места сектор составляет  $0^\circ \dots 16^\circ$ , по высоте до 75 км. Дальность обнаружения истребителя на высотах 10...20 км составляет 300...400 км. Коэффициент подавления помех от местных предметов — 45 дБ. Предусмотрена защита от активных помех в условиях организованного противодействия. Потребляемая мощность — 100 кВт. Время развертывания 22 часа, штат — 4 человека.

В радиолокационной технике наряду с РЛС (как радиолокационными станциями и системами) нашли широкое применение *радиолокационные комплексы (РЛК)*. В качестве примера приведем РЛК, состоящий из двухкоординатной РЛС, измеряющей дальность и азимут, и *радиолокационного высотомера (РЛВ)*, измеряющего высоту (угол места) цели. В принципе РЛВ представляет собой трехкоординатную РЛС, однако ДН «лопаточного» типа (широкая в азимутальной и узкая в угломестной плоскости) не позволяет использовать его как автономную систему. Поэтому РЛВ используется в РЛК в качестве измерителя третьей координаты (угла места) цели.

*Радиолокационные станции сопровождения* предназначены для наведения средств поражения (ракет) на цель. Последнее является достаточно сложной технической проблемой, решение которой требует получения, обработки и передачи большого количества (объема) ин-

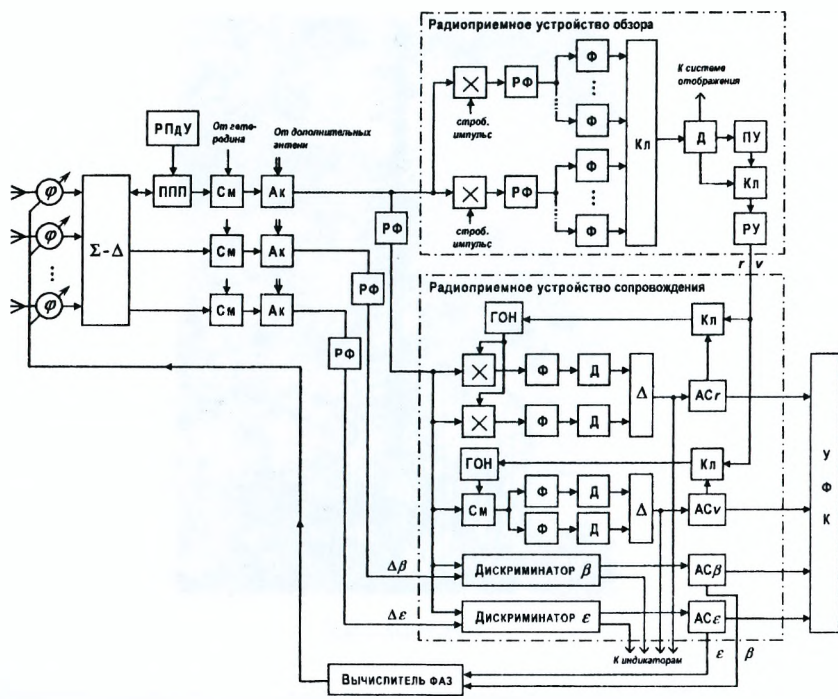


Рисунок 16.10

формации. Эта задача еще более усложняется в связи с дальнейшим ростом скоростей и высот полета воздушных целей, широким использованием разного рода противодействий, повышением требований к характеристикам средств поражения.

РЛС сопровождения функционируют как по данным внешнего целеуказания, поступающим, например, от РЛС обнаружения через каналы АСУ, так и в режиме автономного поиска. Реализация требований, предъявляемых к РЛС сопровождения (полнота информации о цели, скорость обзора пространства, точностные характеристики радиотехнических визиров и других радиолокационных устройств, требование одновременного сопровождения нескольких целей) приводит к необходимости применения в них АР. Исходя из обеспечения требуемых дальностей обнаружения и сопровождения целей (ракет), разрешающих способностей, возможностей измерения, в РЛС сопровождения широкое внедрение находят сигналы в виде когерентных пачек радиоимпульсов,

широкополосные сигналы, оптимальные методы их обработки. Специфичным является вопрос защиты РЛС от имитирующих помех, которые ставит противник с целью срыва сопровождения по дальности, скорости, угловым координатам.

Не останавливаясь на основах, которые изложены выше, рассмотрим общую структурную схему РЛС сопровождения (рисунок 16.10).

На рисунке обозначено:  $\Sigma - \Delta$  — блок суммарно-разностной обработки;  $\Delta$  — блок вычитания; ППП — переключатель приема-передачи; АК — автокомпенсатор помех; СМ — смеситель; РФ — режекторный фильтр; ГОН — генератор опорных напряжений; X-умножитель; Ф-фильтр; Д-детектор; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; АРУ — автоматическая регулировка усиления; ФД — фазовый детектор; Кл — ключ; РУ — решающее устройство; АСД, АС $\nu$ , АС $\beta$ , АС $\epsilon$  — системы автосопровождения по дальности, скорости, азимуту и углу места; УФК — устройство формирования команд.

Каналы приемников обзора и сопровождения построены по корреляционно-фильтровой схеме обработки. В приемнике обзора в каждом канале дальности осуществляется стробирование элементов дальности с помощью строб-импульсов. Набор фильтров в каждом канале дальности позволяет производить оценку скорости фильтровым способом.

Особенностью РЛС сопровождения является наличие систем автосопровождения по дальности, скорости и угловым координатам. Для наглядности на рисунке из состава АСУ вынесены элементы дискриминаторов.

В зависимости от режима работы РЛС (поиск, сопровождение, запрос) может изменяться вид сигнала или его параметры. Иногда предусматриваются и отдельные приемники — обзорный приемник, приемник сопровождения и т. д. При наличии интенсивных пассивных помех (отражения от местных предметов, дипольных отражателей и т. д.) используют режим работы с высокой частотой повторения зондирующих импульсов. При этом устройство обработки, как правило, строит по корреляционно-фильтровой схеме, т. к. количество каналов относительно мало. Для устранения неоднозначности по дальности изменяют частоту следования импульсов. Защита от активных помех осуществляется с помощью автокомпенсаторов, от пассивных помех — режекторными фильтрами, схемами селекции движущихся целей (СДЦ).

Измерители угловых координат — моноимпульсные с суммарно-разностной обработкой. РЛС сопровождения воздушных целей, как правило, выполняются в мобильном варианте. Это требует уделять внимание массогабаритным показателям, размеру и конструкции антенны, выбору длины волны в дециметровом и сантиметровом диапазоне.

В РЛС сопровождения, кроме следящих измерителей, используются и неследящие, что необходимо для обеспечения наведения следящих систем в режиме целеуказания или в режиме ручного наведения.

Далее рассмотрим пример реализации современной РЛС *наведения зенитных управляемых ракет*.

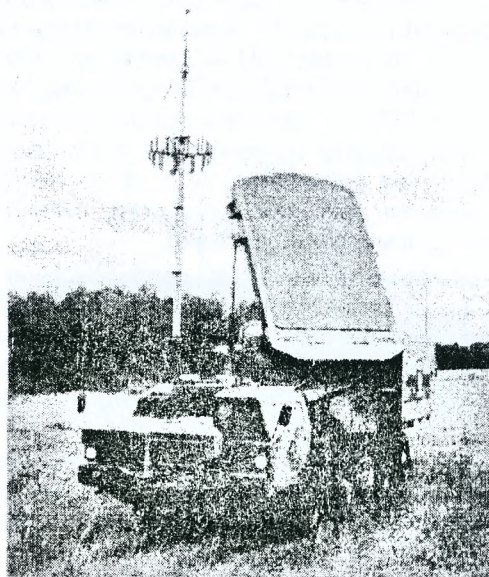


Рисунок 16.11

Радиолокационная станция 30Н6Е (Россия) — многофункциональная РЛС подсвета и наведения (РПН) (рисунок 16.11). Это трехкоординатный когерентно-импульсный радиолокатор сантиметрового диапазона волн с ФАР. РЛС используется в мобильном зенитном ракетном комплексе С300 ПМУ-1. Она обеспечивает автоматическое обнаружение и захват аэродинамических и баллистических целей, одновременное сопровождение шести целей, пуск и наведение двенадцати зенитных ракет по шести целям. Имеет режим определения государственной принадлежности («свой-чужой»). Может вести работу автономно или по внешним целеуказаниям.

Дальность обнаружения целей с ЭП  $\sigma_{ц} = 1 \text{ м}^2$  составляет 140 км с условными вероятностями правильного обнаружения  $D = 0,9$  и ложной тревоги  $F = 10^{-6}$ . РЛС обеспечивает работу по целям, летящим со скоростью до 2800 м/с.

Ошибки измерения: по дальности 3...5 м, по азимуту и углу места до 0,02°. Разрешающие способности: по дальности 100 м, по скорости 5 м/с, по угловым координатам 1,3°. Сектор обзора (угол места × азимут) для обнаружения аэродинамических целей на средних и больших высотах соответственно 14° × 4°, 5° × 64°, маловысотных целей 1° × 90°, баллистических целей 10° × 32°. По данным целеуказания РПН осуществляет обнаружение целей в секторе до поиска (4° × 4°, 2° × 2°), захват цели и переход на автоматическое сопровождение.

ФАР формирует ДН с шириной луча по азимуту 0,9°, по углу места — 0,8°. Импульсная мощность зондирующего сигнала 75 кВт, средняя мощность — 10 кВт. В РЛС используются квазинепрерывные зондирующие сигналы с частотой повторения до 100 кГц. Коэффициент шума приемника составляет 7...9. Потребляемая мощность РЛС — 130 кВт.

## 16.6 Авиационные радиолокационные системы

Бортовые РЛС можно условно поделить на две группы. Первая из них представляет собой бортовые РЛС, работа которых непосредственно обеспечивает выполнение боевой задачи воздушным судном, на котором размещена данная РЛС. Ко второй группе относятся РЛС, которые входят в состав воздушного командного пункта с выполнением специфических в этом случае задач. Принципы построения таких РЛС рассмотрим на примере РЛС «Жук» (Россия) и американской РЛС AN/APY.

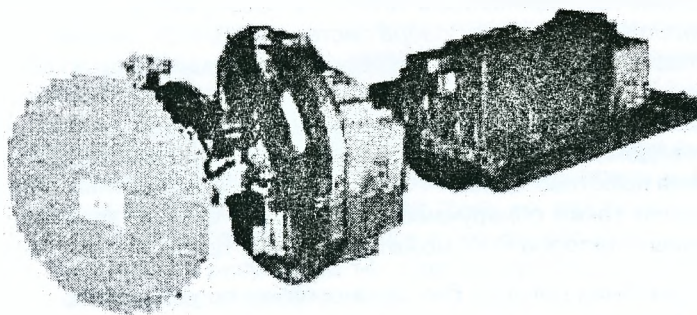


Рисунок 16.12

РЛС «Жук» — многофункциональный, многорежимный, всепогодный трехсантиметровый радиолокатор для самолетов МИГ-25, МИГ-29, СУ-27 и их модификаций. В РЛС используются ФАР и цифровая обработка сигналов (рисунок 16.12). РЛС обеспечивает работу в двух режимах. В режиме «воздух-воздух» обеспечивается сопровождение десяти

целей, одновременное наведение управляемого оружия на 2...4 цели, автоматическое огибание рельефа местности при полете на малых высотах. В режиме «воздух-земля» обеспечивается картографирование земной поверхности лучом ДН РЛС, работа РЛС в режиме *синтезированной апертуры*, обнаружение и сопровождение движущихся наземных целей, определение высоты и скорости полета самолета. Дальность обнаружения целей в передней полусфере 80 км. Зоны обзора по азимуту составляют  $\pm 20^\circ$ ,  $\pm 60^\circ$ ,  $\pm 90^\circ$ . Импульсная мощность зондирующего сигнала 5 кВт, средняя — 1 кВт. Среднее время наработки на отказ — 120 часов. Масса РЛС — 250 кг.

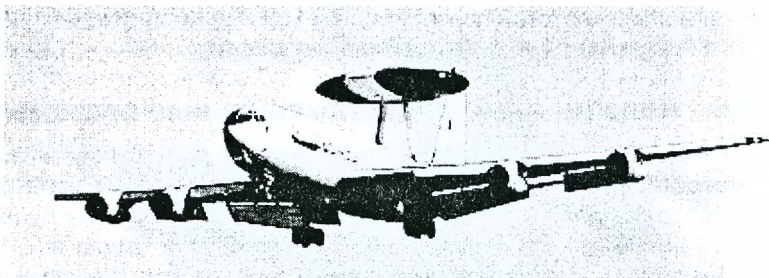


Рисунок 16.13

*Радиолокационная станция радиолокационного наблюдения за воздушным пространством AN/APY-2 (США) входит в состав самолетов радиолокационного дозора системы «АВАКС» (рисунок 16.13). РЛС представляет собой многофункциональный радиолокатор десятисантиметрового диапазона волн с ФАР и цифровой обработкой сигнала. РЛС предназначена для обнаружения воздушных целей на всех высотах и для наведения на них средств поражения. Максимальная дальность действия высотных целей — 450...520 км, маловысотных целей 320 км. РЛС может также обнаруживать надводные цели. В каждом из 32 азимутальных секторов РЛС может работать в одном из трех режимов:*

- активная локация без сканирования по углу места;
- активная локация со сканированием по углу места;
- пассивная локация по источникам активных шумовых помех.

Скорость обзора 6 об./мин. Пропускная способность 250...600 целей за минуту. Ширина ДН в горизонтальной плоскости  $1^\circ$ . Размер ФАР  $7,3 \times 1,5$  м. ФАР защищена от воздушных нагрузок радиопрозрачным покрытием (купол). Для защиты от пассивных помех используется система СДЦ.

## 16.7 Особенности построения бортовых радиолокационных систем

К бортовым РЛС специального назначения относятся *доплеровские РЛС* точного измерения скорости, высотомеры для точного измерения высоты полета, а также РЛС с синтезированной апертурой, позволяющая повысить угловое разрешение.

*Доплеровские радиолокаторы* для точного измерения радиальной скорости цели используют непрерывный (в простейшем случае монохроматический) когерентный сигнал. Разрешающая способность и точность измерения скорости определяется длительностью сигнала. Вместе с тем длительность сигнала может быть ограничена интервалом когерентности сигнала, которая, в свою очередь, зависит от времени корреляции случайных факторов как внутреннего происхождения (нестабильность аппаратуры), так и внешних помех. Отсюда вытекают жесткие требования к аппаратуре доплеровской РЛС.

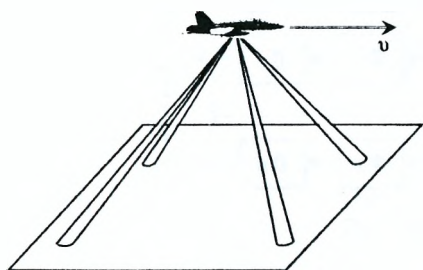


Рисунок 16.14

Отметим два применения доплеровского метода в бортовых РЛС. Во-первых, это доплеровская РЛС, используемая в КА при обеспечении его стыковки с космической станцией или другими КА. Во-вторых, на основании принципа действия доплеровского радиолокатора основан один из методов создания автономной самолетной навигационной системы. Местоположение самолета в каждый момент времени может быть определено по прави-

лам счисления пути в соответствии с результатами измерений путевой скорости и угла сноса. Для этого в простейшем доплеровском бортовом радиолокаторе необходимо иметь три луча, не лежащих в одной плоскости. На практике используют четыре луча, ориентированных, например, как показано на рисунке 16.14. Угол между лучами каждой из этих пар выбирают в пределах  $60^\circ \dots 90^\circ$ .

Бортовой радиовысотомер (радиоальтиметр) предназначен для измерения дальности (высоты) одной цели (поверхности Земли). Он используется при посадке или полете самолета на малой высоте. Зондирующий сигнал представляет собой непрерывное ЧМ колебание. Частота сигнала изменяется по пилообразному нарастающему (падающему) закону либо по закону симметричной пилы, как показано на рисунке 16.15,а.

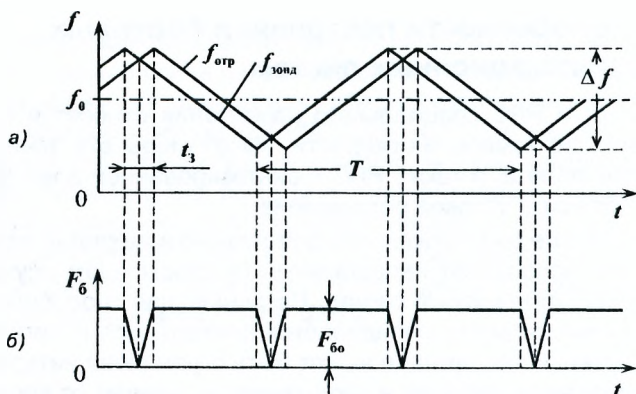


Рисунок 16.15

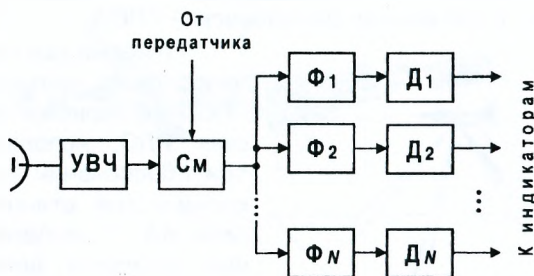


Рисунок 16.16

На рисунке 16.16 представлена структурная схема радиолокационного высотомера. Приемный тракт построен по корреляционно-фильтровой схеме. На смеситель поступают принимаемое колебание и опорный сигнал от передатчика. При наложении отраженного и опорного сигналов, отличающихся на величину времени запаздывания  $t_3 = 2r/c$ , выявляется частота биений  $F_6$  (рисунок 16.15,б), которая при неподвижной цели (Земле) равна

$$F_6 = \frac{4\Delta f r}{cT},$$

т. е. частота биений является мерой дальности до цели

$$r = \frac{cT}{4\Delta f} F_6,$$

ее называют *частотой дальности*.



Частота биений в таких высотомерах измеряется с помощью счетчиков биений, для чего колебание частоты биений ограничивается сверху и снизу и дифференцируется. Затем импульсы одной полярности подаются на счетчик импульсов, который и выдает высоту полета летательного аппарата.

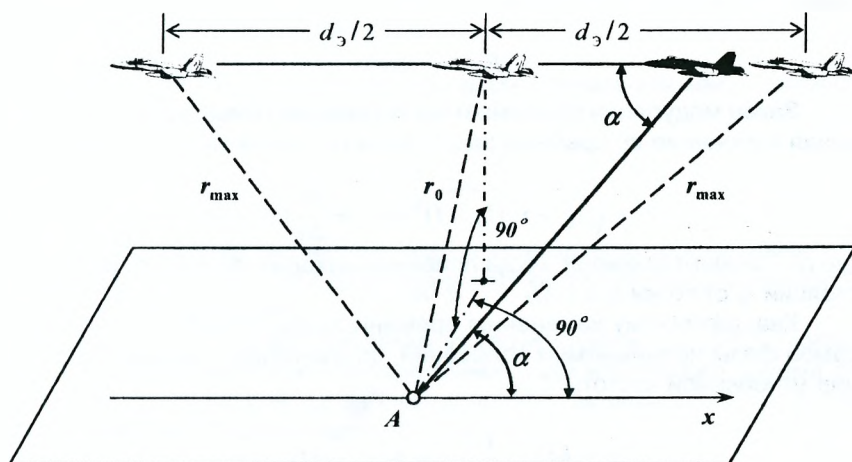


Рисунок 16.17

Рассмотрим возможности использования *когерентных сигналов большой длительности* в РЛС с синтезированным раскрытием антенны для повышения разрешающей способности по угловой координате. Физической основой для этого является зависимость доплеровской частоты от угловой координаты. Действительно, эту зависимость можно заметить при проезде мимо наблюдателя поезда с включенным гудком. Наблюдатель слышит, как меняется тон гудка при приближении и удалении поезда. Другим фактором является использование в качестве антенны не самой ограниченной размерами фюзеляжа антенны, а ее *пути*, на протяжении которого она излучает и принимает когерентные сигналы (рисунок 16.17). Такая РЛС называется радиолокатором бокового обзора. Она осуществляет обзор вдоль линии полета ЛА, просматривая две полосы земной поверхности. Разрешающая способность вдоль линии пути различна при некогерентной и когерентной обработке. В первом случае она определяется шириной ДН, соответствующей раскрытию размещенной на борту ЛА антенны. При *когерентной* обработке она может быть *существенно повышена* соответственно синте-

зированной раскрытию, определяемому величиной перемещения ЛА за время обработки. Дополнительная информация связана с использованием частоты Доплера как меры углового положения.

Из рисунка 16.17 видно, что если в точке А стоит первичный излучатель монохроматических колебаний частоты  $f_0$ , то в каждый момент времени излучаемые колебания можно различать по доплеровской частоте

$$F_d = \frac{v_r}{c} \cos \alpha.$$

Закон модуляции принимаемых колебаний можно установить, оценивая изменение во времени расстояния от приемника до точки А

$$r = \sqrt{r_0^2 + v^2(t_A - t)^2} \approx r_0 + \frac{v^2}{2r_0}(t_A - t)^2,$$

где  $t_A$  — момент времени, когда приемник находится на кратчайшем расстоянии  $r_0$  от точки А и  $[v(t_A - t) \ll r_0]$ .

Квадратичному изменению времени запаздывания  $r/c$ , а значит и самой фазы принимаемых колебаний, соответствует линейное изменение мгновенной частоты

$$\dot{f} = f_0 \left(1 - \frac{1}{c} \frac{dr}{dt}\right) = f_0 + \frac{v^2}{r_0 \lambda} (t_A - t). \quad (16.4)$$

Таким образом, принимаемый сигнал оказывается частотно-модулированным, причем скорость изменения частоты

$$\frac{df}{dt} = -\frac{v^2}{r_0 \lambda}. \quad (16.5)$$

Пусть обработка принимаемого колебания производится в фильтре, согласованном с ожидаемым ЧМ колебанием. Такой метод обработки не является основным, но удобным для первоначального рассмотрения. Принимая длительность импульсной характеристики фильтра равной  $\tau_c$ , девиацию частоты обрабатываемого сигнала определим из соотношения

$$\Delta f = \left| \frac{df}{dt} \right| \tau_c = \frac{v^2}{r_0 \lambda} \tau_c. \quad (16.6)$$

В результате обработки на выходе оптимального фильтра в момент времени  $t_A + t_0$  ( $t_0$  — постоянная задержки в фильтре) будет наблюдаться пик сжатого импульса сигнала, принятого от излучателя А.

Длительность сжатого импульса будет

$$\tau_{сж} \approx \frac{1}{\Delta f} = \frac{r_0 \lambda}{v^2 \tau_c}. \quad (16.7)$$

Аналогично сжатый импульс можно получить от любой другой точки  $A'$ . Временной интервал, между этими импульсами  $t_A - t'_A = \frac{\Delta x}{v}$ , где  $v$  — скорость движения ЛА. Минимально разрешаемый временной интервал определяется длительностью сжатого импульса, откуда интервал разрешения вдоль оси  $x$

$$\Delta x = \tau_{\text{сж}} \cdot v = \frac{r_0 \lambda}{v \tau_c}.$$

Отношение  $\Delta x/r_0 \approx \Delta \theta_c$  можно рассматривать как меру синтезированного углового разрешения

$$\Delta \theta_c = \frac{\lambda}{v \tau_c} = \frac{\lambda}{d_3},$$

где  $d_3 = v \tau_c$  — размер эквивалентного синтезированного раскрыва, образованного в результате перемещения точки приема за длительность когерентного накопления  $\tau_c$ .

Максимально возможное время интегрирования  $\tau_c = \Delta \theta_0 r_0 / v$  ограничивается возможностью одновременного одноканального приема от различных точек на оси  $Ax$  за счет конечной ширины  $\Delta \theta_0 = \lambda / d_0$  ДН самой антенны ЛА с раскрывом  $d_0$

$$\tau_c \leq t_{c \max} = \frac{\lambda}{d_0} \cdot \frac{r_0}{v}. \quad (16.8)$$

Тогда интервал разрешения вдоль оси  $x$  и эквивалентный раскрыв антенны ограничиваются неравенствами

$$\Delta x = \frac{r_0 \lambda}{v \tau_c} \geq d_0, \quad (16.9)$$

$$d_3 = v \tau_c \leq \frac{\lambda r_0}{d_0}. \quad (16.10)$$

Подобное же повышения разрешающей способности по угловой координате возможно и при когерентной импульсной пачке длительности  $\tau_c$ . Для однозначного учета доплеровских частот необходимо выполнить условие

$$\Delta f = \frac{v^2}{r_0 \lambda} \tau_c \leq \frac{1}{T},$$

где  $T$  — период следования импульсов, откуда в силу (16.8)

$$d_0 \geq vT,$$

так что в соответствии с (16.10)

$$d_3 \leq \frac{\lambda r_0}{vT},$$

а

$$\Delta x \geq d_0 \geq vT.$$

Из приведенных соотношений следует, что РЛС с синтезированными антеннами, в том числе импульсные, могут обеспечить *весьма высокие угловые разрешающие способности*. Например, пусть  $v = 300$  м/с,  $T = 10^{-3}$  с,  $\lambda = 3$  см,  $r_0 = 60$  км, тогда  $\Delta x \geq d_0 \geq 3$  м,  $d_3 \leq 600$  м,  $\tau_c \leq 2$  с.

Приведенные данные свидетельствуют о больших возможностях систем с искусственным раскрывом. Тем не менее, при реализации этих систем встречаются определенные трудности и ограничения.

Нестабильности курса, высоты и скорости полета, а также нестабильности системы обработки несколько ограничивают потенциальные возможности этих РЛС.

## 16.8 Дистанционные измерители скорости движения транспортных средств

Измеритель скорости движения (ИСД) предназначен для дистанционного измерения скорости движения как одиночных транспортных средств, так и в группе других транспортных средств. ИСД используется работниками Госавтоинспекции с целью контроля скоростного движения на улицах и дорогах. Измеритель скорости движения представляет собой портативный доплеровский радиолокатор с автономным питанием или с питанием от бортовой сети автомобиля ГАИ. В таких РЛС используется активная радиолокация с пассивным ответом. Зондирующий сигнал может быть непрерывным или импульсным.

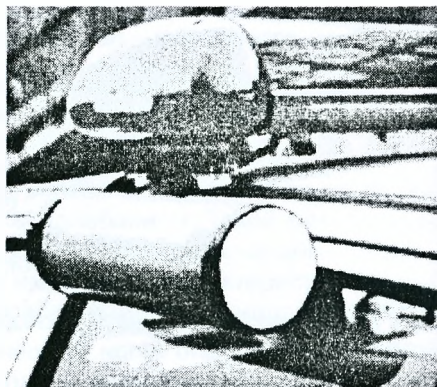


Рисунок 16.18

Рассмотрим пример построения ИСД с непрерывным сигналом «Барьер-2М» (Украина). ИСД работает в так называемом X-диапазоне ( $f_0 = 10,525$  ГГц  $\pm 25$  МГц). Внешний вид измерителя представлен на рисунке 16.18. Основные ТТХ ИСД «Барьер-2М» приведены в таблице 16.1.

Таблица 16.1 — Основные ТТХ ИСД «Барьер-2М»

диапазон скоростей	20...199 км/час
ошибка измерения скорости	±3 км/час
дальность действия по легковому автомобилю	300 м
рабочая частота излучения	10525 ± 25 МГц
напряжения питания	10,5...13,2 В
ток питания	1,6 А
время входа в рабочий режим	1 мин
время непрерывной работы	8 час

Принцип действия ИСД основан на эффекте Доплера. Частота сигнала, отраженного от движущегося объекта, отличается от частоты излученного сигнала на величину  $F_d = \frac{2v_r}{\lambda}$ .

Измерение этой частоты дает информацию о радиальной составляющей скорости движения объекта. ИСД состоит из блока измерения и блока обработки информации. Блок измерения в свою очередь состоит из передатчика (генератора на диоде Гана), рупорной антенны, приемника (диодного смесителя, платы индикации и предварительного усиления, платы усилителя) и источника питания.

Передатчик генерирует непрерывное гармоническое колебание на частоте  $f_0$ , которое излучается антенной в направлении на цель. Отраженный от цели сигнал попадает на антенну, после чего на смесительном диоде выделяется доплеровская частота  $F_d$ . Сигнал доплеровской частоты усиливается и поступает на блок обработки с целью максимизации отношения сигнал/шум.

В плате из восьми фильтров, которая входит в блок обработки, обеспечивается частотная селекция сигналов, а также выделение сигнала от самой скоростной цели в группе. Каждый частотный канал платы фильтров отвечает за свой интервал скоростей в соответствии с таблицей 16.2. При одновременном появлении двух автосигналов, различающихся по частоте, работать будет канал на большей частоте.

Таблица 16.2 — Зависимость номера канала от интервала скоростей

Номер канала	Частоты каналов, Гц	Скорости целей км/час
1	3200–4000	160–199
2	2500–3200	125–160
3	2000–2500	100–125
4	1600–2000	80–100
5	1250–1600	62–80
6	1000–1250	50–62
7	800–1000	40–50
8	400–800	20–40

## 16.9 Пассивные радиолокационные системы

На основе рассмотренных в разделе 1.5 общих методов определения местоположения можно более детально проанализировать работу угломерных, разностно-дальномерных и угломерно-разностно-дальномерных систем пассивной локации (ПЛ).

Триангуляционный комплекс ПЛ основан на измерении угловых направлений на объект минимум из двух разнесенных точек приема. При решении задачи на плоскости (рисунок 16.19) достаточно измерить два азимута  $\beta_1$  и  $\beta_2$  (или углы места  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$ ).

Местоположение объекта определяется точкой пересечения двух прямых, каждая из которых является линией положения (рисунок 16.19). Для определения дальности до цели относительно, например, первого приемного пункта  $r_1$  воспользуемся теоремой синусов. Тогда при известной базе  $B$  получим

$$r_1 = \frac{B \cdot \sin \beta_2}{\sin(\beta_1 + \beta_2)}.$$

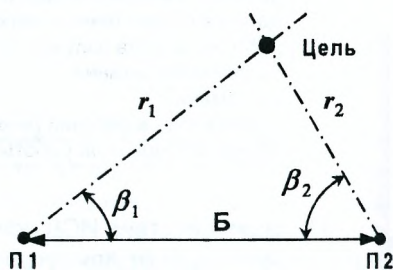


Рисунок 16.19

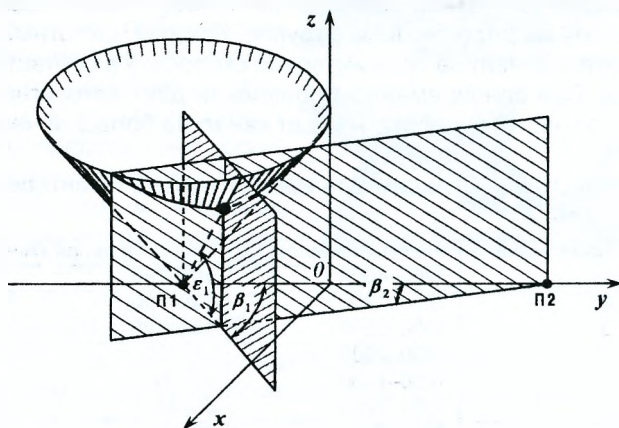


Рисунок 16.20

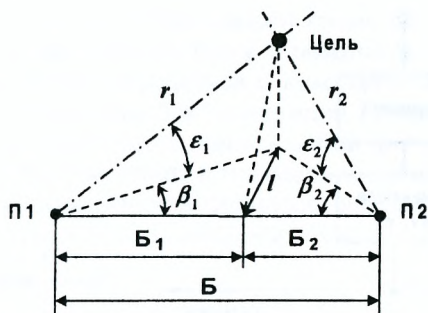


Рисунок 16.21

При определении пространственных координат объекта достаточно измерить азимуты в двух пунктах приема и угол места в одном из них, либо наоборот — углы места в двух пунктах, а азимут — в одном. Местоположение объекта соответствует точке пересечения трех поверхностей положения, например, двух полуплоскостей и одного конуса (рисунок 16.20).

Дальность  $r_1$  рассчитывается по измеренным углам и известной базе, например, из соотношений, следующих из рисунка 16.21,

$$\begin{aligned} r_1 \cos \varepsilon_1 \cos \beta_1 + r_2 \cos \varepsilon_2 \cos \beta_2 &= \beta_1 + \beta_2 = B, \\ r_1 \cos \varepsilon_1 \sin \beta_1 &= r_2 \cos \varepsilon_2 \sin \beta_2 = l. \end{aligned}$$

Исключая из этой системы уравнений  $r_2 \cos \varepsilon_2$ , получим

$$r_1 = \frac{B}{\cos \varepsilon_1 (\cos \beta_1 + \sin \beta_1 \operatorname{ctg} \beta_2)} = \frac{B \sin \beta_2}{\cos \varepsilon_1 \cdot \sin(\beta_1 + \beta_2)}. \quad (16.11)$$

Структурная схема триангуляционного комплекса представлена на рисунке 16.22. В обоих пунктах приема должно быть обеспечено подавление помех, действующих по боковым лепесткам ДН. Измерение угловых координат может осуществляться одноканальными или многоканальными методами. Для обеспечения передачи информации об угловой координате объекта достаточно использовать узкополосную низкочастотную линию связи (кабельную, радио, радиорелейную и др.). Вычислитель обеспечивает расчет дальности по формуле (16.11).

При независимых измерениях первичных координат в приемных пунктах и нахождении в зоне видимости комплекса более одной цели появляются так называемые *ложные пересечения*, отмеченные кружками на рисунке 16.23 для случая двух целей. Более сложная ситуация возникает при определении пространственных координат. В случае

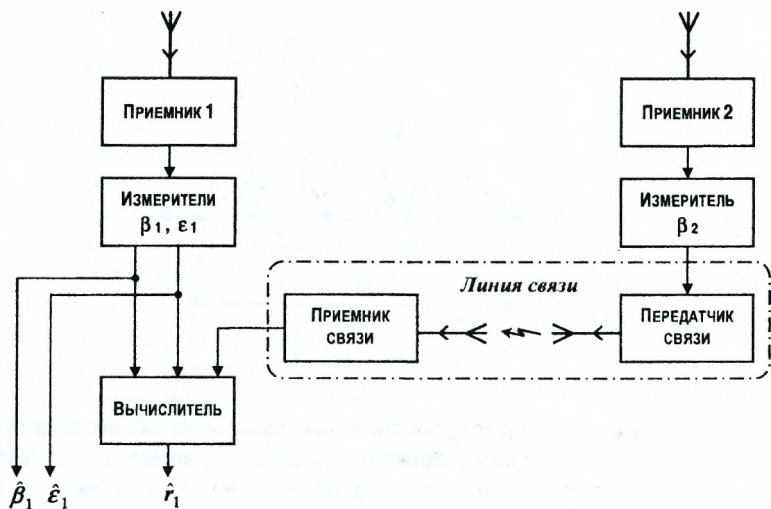


Рисунок 16.22

наличия  $n$  целей в результате измерений будет получено  $3n$  независимых поверхностей положения, их пересечение может дать до  $n^3$  точек местоположения, среди которых лишь  $n$  соответствует истинным, а остальные  $n^3 - n = n(n^2 - 1)$  — ложные. В связи с этим возникает задача отождествления измерений — упорядоченное разбиение совокупности первичных координат на тройки чисел, соответствующие истинному положению цели в пространстве. При независимых измерениях первичных координат отождествление измерения может производиться за счет избыточности измерений (рисунок 16.24) и использования априорных данных о параметрах движения целей.

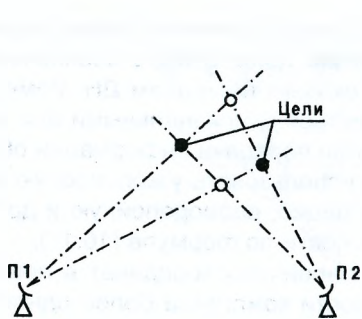


Рисунок 16.23

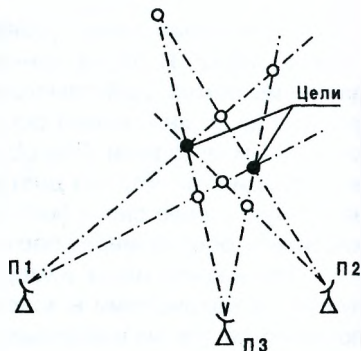


Рисунок 16.24



Поскольку ДН приемных антенн имеют конечную ширину, система пассивной локации определяет не точку, а некоторую область положения, в которой цель может находиться с некоторой вероятностью  $P_0$ . Если закон распределения ошибок пеленгации принять нормальным, то область положения будет представлять собой фигуру близкую к эллипсу в двумерном или эллипсоиду в трехмерном пространстве. На рисунке 16.25 показана совокупность эллипсов ошибок в азимутальной плоскости для двухпозиционного пассивного РЛК.

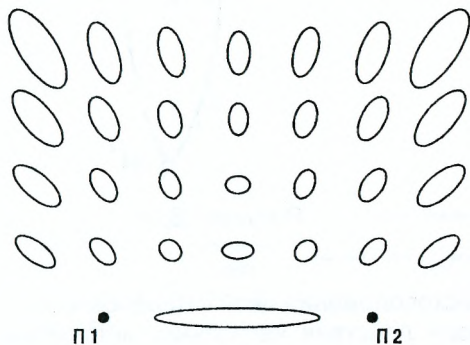


Рисунок 16.25

Как видно из рисунка 16.25, наибольшая точность достигается при углах между базой и направлением на источник излучения, равных примерно  $45^\circ$ .

*Разностно-дальномерный комплекс пассивной радиолокации* основан на измерении разности расстояний  $\Delta r$  от источников излучения до пунктов приема. Эта разность, в свою очередь, определяется на основе измерения разности временных запаздываний сигнала  $\Delta t_3$  на пути между источником и разнесенными приемными пунктами, т. е.

$$\Delta r = c\Delta t_3. \quad (16.12)$$

Остановимся на практических способах измерения  $\Delta t_3$ . Линией положения для данного метода является гипербола, а поверхностью положения — гиперboloид вращения.

Для определения плоскостных координат объекта достаточно определить две разности расстояний, каждая из которых характеризует свою линию положения (гиперболу с фокусами в точках расположения приемных пунктов П1-ЦП и ЦП-П2), где ЦП — центральный пункт. Местоположение объекта (источник излучения) определяется точкой пересечения гипербол (рисунок 16.26). Как видно из рисунка 16.26, наряду с истинным, имеет место ложное пересечение (неоднозначность

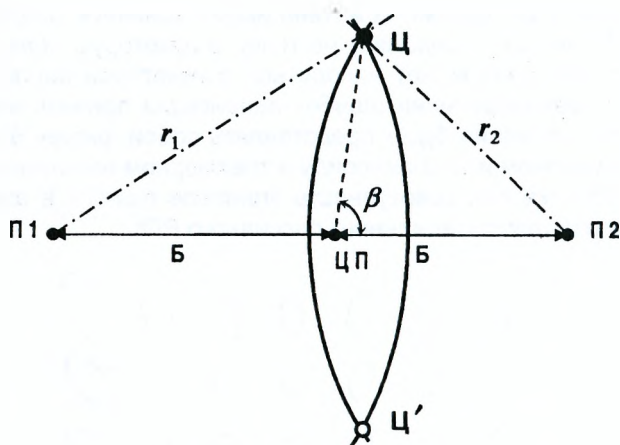


Рисунок 16.26

определения местоположения цели). Неоднозначность возникает и при появлении в зоне действия нескольких источников излучения. Ложные пересечения получаются при этом за счет пересечения гипербол, принадлежащих разным целям. Для устранения ложных пересечений необходимо увеличивать число приемных пунктов.

Используя обозначения рисунка 16.26, составим систему

$$\begin{cases} r_1^2 = Б^2 + r^2 + 2Бr \cos \beta, \\ r_2^2 = Б^2 + r^2 - 2Бr \cos \beta, \end{cases}$$

из которой находим дальность до цели

$$r = \frac{2Б - \Delta r_1^2 - \Delta r_2^2}{2(\Delta r_1 + \Delta r_2)}, \quad (16.13)$$

где  $\Delta r_1 = r_1 - r$ ,  $\Delta r_2 = r_2 - r$  — разности расстояний от цели до соответствующих пунктов приема.

Азимут цели определяется по формуле:

$$\beta = \arccos \frac{\Delta r_1(Б^2 - \Delta r_2^2) - \Delta r_2(Б^2 - \Delta r_1^2)}{Б(2Б^2 - \Delta r_1^2 - \Delta r_2^2)}. \quad (16.14)$$

Пространственные координаты источника излучения могут быть определены по трем измеренным разностям расстояний. Для этого необходимо иметь четыре приемных пункта (три пары). Местоположение источника излучения определяется как точка пересечения трех гиперболоидов вращения.

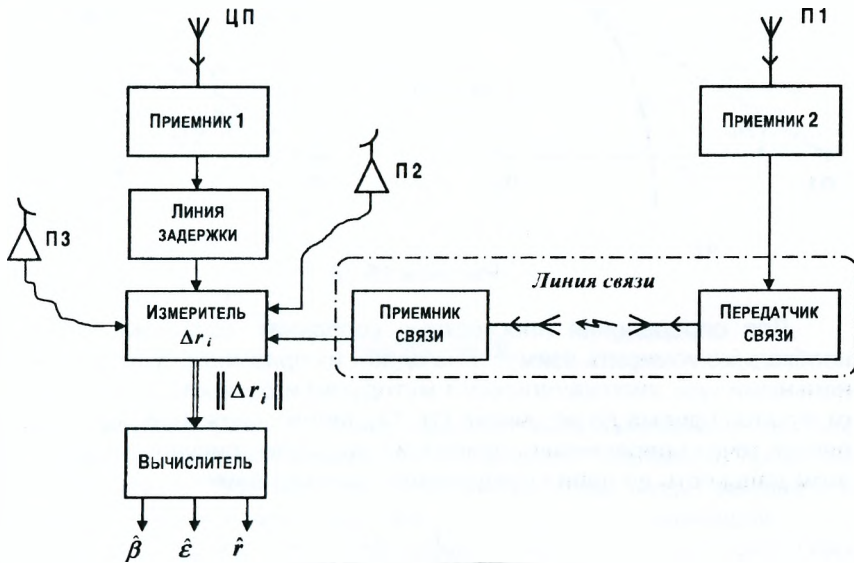


Рисунок 16.27

На рисунке 16.27 приведена структурная схема разностно-дальномерного комплекса пассивной локации. Приемники выносных пунктов приема могут содержать либо только блоки высокой частоты, либо высокой и промежуточной. В первом случае из выносных пунктов приема в центральный передаются сигналы высокой частоты  $f_0$ . На ЦП происходит преобразование частоты с помощью одного гетеродина. Во втором из вынесенных пунктов передаются как сигналы на промежуточной частоте  $f_{пр} \ll f_0$ , так и колебания гетеродинов  $f_2 \sim f_0$ . Таким образом, в разностно-дальномерный комплекс входят несколько широкополосных линий связи (радио, радиорелейных). В тракт обработки ЦП включается линия задержки (ЛЗ), компенсирующая задержку сигнала в линии связи. Вычислитель реализует пересчет первичных координат (разностей дальностей) в оценки дальности и угловых координат относительно ЦП.

Угломерно-разностно-дальномерный комплекс пассивной радиолокации не имеет основного недостатка двух предыдущих комплексов — ложных пересечений. Он основан на измерении угловых направлений на источник излучений и разности расстояний от него до приемных пунктов. В простейшем случае достаточно иметь два приемных пункта.

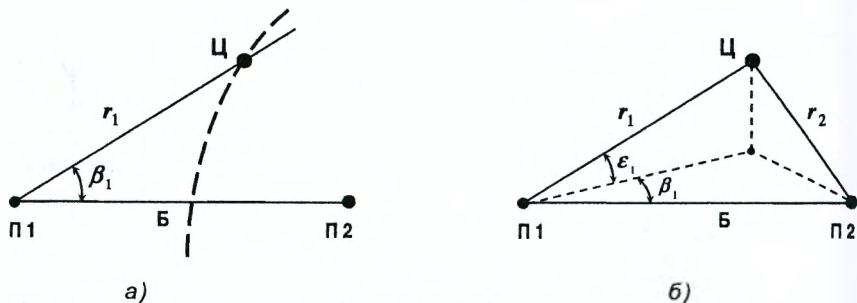


Рисунок 16.28

Для определения плоскостных координат источника излучения необходимо измерить азимут  $\beta$  на одном из приемных пунктов (одноканальными или многоканальными методами) и разность расстояний  $\Delta r$  от пунктов приема до источника (16.12). Местоположение цели определяется точкой пересечения прямой и гиперболы (рисунок 16.28,а). При этом дальность до цели определяется соотношением

$$r_1 = \frac{B^2 - \Delta r^2}{2(B \cos \beta_1 - \Delta r)}. \quad (16.15)$$

Для определения пространственных координат необходимо дополнительно измерять в одном из пунктов приема угол места источника излучения (рисунок 16.28,б). Местоположение источника в пространстве соответствует точке пересечения полуплоскости, конуса и гиперболоида вращения, дальность до источника (цели)  $r_1$  (рисунок 16.28,б) представим в виде

$$r_1 = r_2 + \Delta r. \quad (16.16)$$

Тогда, определяя из рисунка 16.28,б расстояние

$$r_2 = \sqrt{r_1^2 \sin^2 \varepsilon_1 + r_1^2 \cos^2 \varepsilon_1 \sin^2 \beta_1 + (B - r_1 \cos \varepsilon_1 \cos \beta_1)^2},$$

подставляя его в (16.16) и решая это уравнение, получим расчетное соотношение

$$r_1 = \frac{B^2 - \Delta r^2}{2(B \cos \varepsilon_1 \cos \beta_1 - \Delta r)}.$$

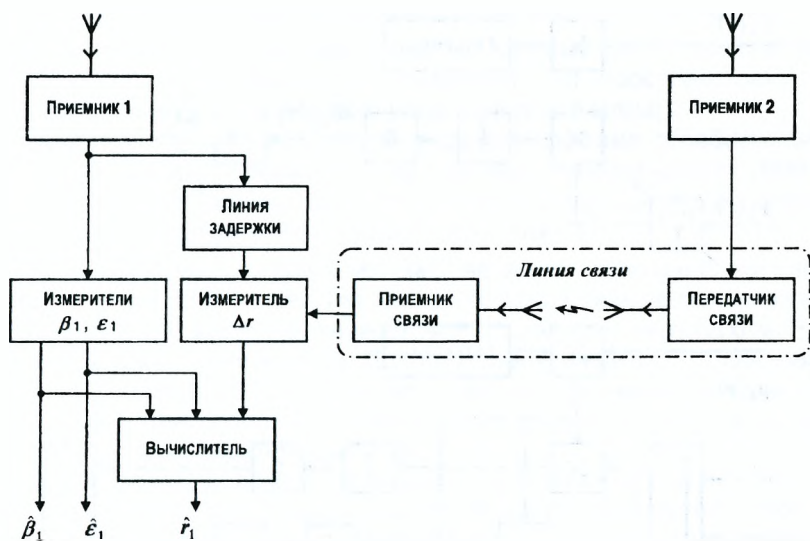


Рисунок 16.29

Структурная схема угломерно-разностно-дальномерного комплекса пассивной локации (корреляционно-базового комплекса) представлена на рисунке 16.29. В состав этого комплекса входит измеритель взаимного запаздывания колебаний ( $\Delta r = c\Delta t_3$ ), определяющий обзорные и точностные характеристики. Измеритель представляет собой коррелятор (умножитель-усреднитель), который может быть построен по одноканальной или многоканальной схеме (рисунок 16.30). Эти устройства измеряют разность расстояний по времени запаздывания максимума корреляционной функции относительно начала отсчета. Это же устройство может быть использовано для отбраковки ложных пересечений в первых двух комплексах пассивной локации (угломерном и разностно-дальномерном).

## 16.10 Перспективы развития радиолокационных систем

В развитии радиолокационных систем наблюдается ряд тенденций. Одна из них касается построения многофункциональных и многорежимных РЛС, в которых решается ряд сложных проблем. В таких РЛС предусматривается возможность адаптации к сложившейся обстановке, выбор оптимального режима функционирования (вид зондирующего сигнала, способ сканирования лучом ДН, способ обработки сигнала и т. д.).

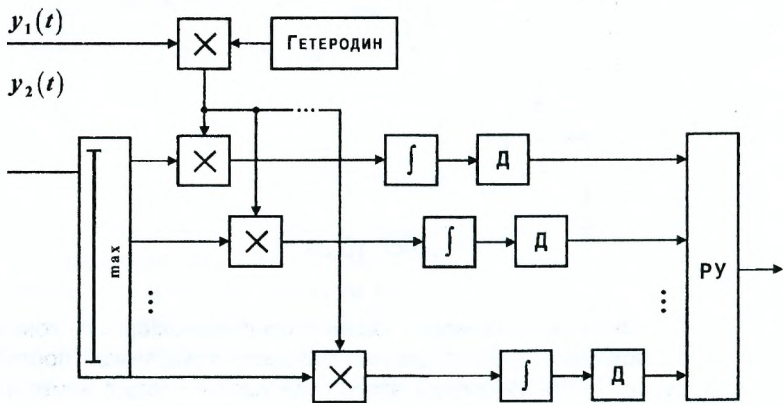
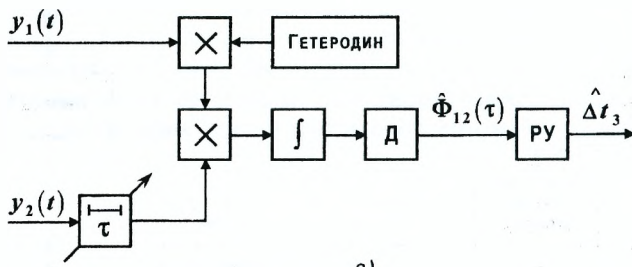


Рисунок 16.30

Многофункциональные РЛС должны решать ряд задач в реальном времени: обзор пространства, обнаружение целей, автоматизированный выбор целей для сопровождения, переход в режим слежения за координатами целей, формирование и сопровождение траектории в сложных условиях целевой и помеховой обстановки. Авиационные многофункциональные РЛС, кроме того, должны решать навигационные задачи: отслеживать рельеф местности, проводить доплеровские измерения вектора скорости летательного аппарата. В таких РЛС должны использоваться перспективные технические решения: электронное управления лучом антенны, когерентная обработка сигнала с использованием цифровой фильтрации на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье, использование сложных зондирующих сигналов, формирование синтезированной апертуры.

Основу для построения многофункциональной РЛС составляют:

- фазированные антенные решетки, которые могут обеспечить быстрое и высокоточное изменение как пространственного положения ДН, так и самого вида этой диаграммы;
- высокопродуктивная и гибкая цифровая система обработки сигналов, которая реализуется на базе быстродействующих ЭВМ и специализированных цифровых процессоров или программируемых логических интегральных схем (ПЛИС).

Второй тенденцией развития РЛС является совершенствование систем защиты РЛС от помех. Как известно, эффективные помехи можно создавать, если известны параметры РЛС: рабочая частота, структура зондирующего сигнала и т. д. Поэтому помехозащита РЛС связывается со скрытностью РЛС, которая достигается в том числе применением шумовых и шумоподобных сигналов большой длительности и малой мощности, которые сложно разведать.

Для обеспечения помехозащищенности в перспективных РЛС наряду с традиционными методами защиты от помех планируется использовать и более сложные, которые потребуют значительных материальных затрат. Например, использование ЭВМ с большим объемом памяти позволит запомнить радиолокационную информацию на определенное время, в то время как РЛС излучает серию зондирующих радиоимпульсов на новой частоте и с иными законами модуляции. За счет этого удается повысить скрытность работы РЛС и усложнить противнику постановку помех.

Кардинальным путем решения проблемы помехозащиты считается переход к многопозиционным РЛС. В таких системах передающая часть может быть размещена на одном носителе (летательном аппарате), а приемная (приемные) — на других. Это позволит обеспечить скрытность и помехозащищенность приемной части РЛС благодаря отсутствию излучения. Защищенность же передающей части достигается путем удаления носителя на безопасное расстояние, которое, однако, не влияет на работоспособность РЛС.

В то же время не стоят на месте и средства радиозлектронного противодействия. Поэтому, развиваясь параллельно, РЛС и средства РЭП и далее будут совершенствоваться как «щит и меч».

# 17 Принципы построения радионавигационных систем

## 17.1 Общие сведения о радионавигационных системах

Термин «навигация» сначала относился к морскому судовождению. Он происходит от латинского «navigo» — плыву на судне. В наше время этот термин охватывает широкий круг задач, связанных с местоопределением объектов и обеспечением их движения по заданным траекториям. Объектами навигации могут быть морские и речные суда, подводные аппараты, космические объекты, ракеты и самолеты, наземный транспорт и военные подразделения, вплоть до отдельного человека и даже животного, местоположения которого необходимо контролировать.

*Траекторией* в навигации называют пространственную кривую, вдоль которой перемещается центр масс объекта навигации. Проекцию траектории на земную поверхность (горизонтальную плоскость) называют линией пути (маршрутом), а на вертикальную плоскость — профилем движения (полета). Для обеспечения выполнения объектами поставленной задачи траектории их движения, как правило, планируются заблаговременно. Аналогичными являются задачи топогеодезической привязки неподвижных объектов.

Источниками информации при решении навигационных задач могут быть разные факторы и явления как природного, так и искусственного происхождения: астрономические данные, параметры и законы смены магнитного гравитационного и электромагнитного полей, инерциальные явления в движущихся массах и т. д. Исходя из сказанного, различают методы навигации на основе использования статических геофизических полей (магнитометрическая, барометрическая навигация), инерциальной навигации, акустической навигации, радионавигации.

*Радионавигация* — это область науки и техники, охватывающая радиотехнические методы и средства вождения кораблей, летательных и космических аппаратов, а также других движущихся объектов.

*Радионавигационными системами* (РНС) называют системы, в которых для решения задач местоопределения используются, как правило, радиосигналы внешних источников с определенными (известными) координатами.

Системы, которые для решения навигационных задач используют искусственные поля внешнего происхождения, называют *неавтономными*, при использовании собственных полей — *автономными*. С этих позиций большинство РНС относятся к неавтономным системам, т. е. они требуют для работы наличия внешних источников излучения элек-



ромагнитных волн. Место нахождения источника излучения называют *радионавигационной точкой* (РНТ). Таких точек в РНС, как правило, бывает несколько.

Принципы получения информации в РНС такие же, как и в РЛС. Они были рассмотрены в разделе 1.4, как и общие методы определения местоположения (раздел 1.5). Вместе с тем для более глубокого понимания принципов построения радионавигационных систем остановимся на методах радионавигации более подробно.

## 17.2 Методы радионавигации

Приведенные в разделе 1.5 методы определения местоположения объектов (угломерный, дальномерный, разностно-дальномерный и комбинированный угломерно-дальномерный) рассмотрим последовательно применительно к радионавигации.

*Угломерный метод* является самым старым, поскольку возможность определения направления прихода радиоволн была открыта (установлена) А. С. Поповым еще в 1897 году при проведении опытов радиосвязи на Балтийском море. При этом использовалось свойство прямолинейного распространения ЭМВ и направленные свойства антенн при передаче или приеме радиосигнала. Существует два варианта построения угломерных систем: радиопеленгаторный и радиомаячный.

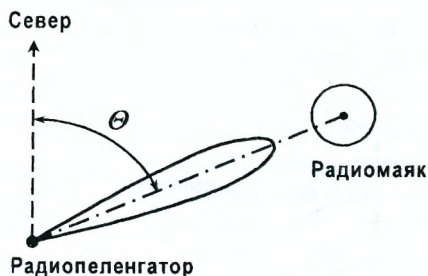


Рисунок 17.1

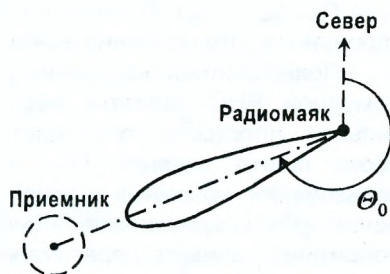


Рисунок 17.2

В *радиопеленгаторной системе* направленной является антенна приемника (радиопеленгатора), а передатчик (радиомаяк) имеет ненаправленную антенну. При размещении радиопеленгатора (РП) и радиомаяка (РМ) в одной плоскости, например, на поверхности Земли, направление на маяк характеризуют пеленгом  $\theta$ . Если пеленг отсчитывать от географического меридиана (направления на Север), то пеленг называют истинным пеленгом, или азимутом (рисунок 17.1). Возможен также отсчет от любого направления, которое принимается за нулевое.

Определение направления в радиопеленгаторной системе можно проводить как на Земле, так и на объекте. В первом случае пеленг объекта осуществляют с Земли и передают при необходимости на борт с помощью канала связи. Во втором случае измерения проводятся непосредственно на борту.

В радиомаячной системе используют радиомаяк с направленной антенной и ненаправленную антенну приемника (рисунок 17.2). В этом случае в точке размещения приемника измеряют так называемый обратный пеленг  $\theta_0$ . Он отсчитывается от северного направления к направлению на радиомаяк. Часто используют маяк с ДН, которая вращается с постоянной скоростью  $\Omega_{\text{рм}}$ .

Для того чтобы на борту иметь информацию о моменте прохода вращающейся ДН радиомаяка направления на Север, используют еще одну — ненаправленную антенну радиомаяка. Она излучает специальный «северный» сигнал, который принимается бортовым приемником, как начало отсчета углов.

Процесс измерения происходит так. Бортовой приемник получает «северный» сигнал, который является началом отсчета времени ( $t_{\text{сев}}$ ). Через определенное время  $t_{\text{рм}}$  главный лепесток ДН радиомаяка доходит до направления на бортовой приемник, свидетельством чего является появление сигнала на его входе. Разница во времени прихода двух сигналов при известной угловой скорости вращения антенны РМ пересчитывается в угловую координату, т. е. обратный пеленг  $\theta_0 = \Omega_{\text{рм}}(t_{\text{рм}} - t_{\text{сев}})$ . В таком случае структура приемника существенно упрощается, что особенно важно для бортовых РНС.

Поверхностью положения угломерной РНС является вертикальная плоскость, проходящая через линию пеленга. При использовании наземных радиопеленгаторов и радиомаяков линией положения является пересечение двух поверхностей — вертикальной плоскости и поверхности Земли. Результатом такого пересечения получается дуга на поверхности Земли, которую называют *ортодромией*. В этом случае истинный пеленг — это угол между меридианом и ортодромией. На малых удалениях ортодромия превращается в прямую линию. Для определения местоположения радиопеленгатора (рисунок 17.1) необходим еще один РМ (рисунок 17.3). Тогда местонахождение радиопеленгатора, т. е. объекта навигации, находят воспользовавшись двумя пелен-

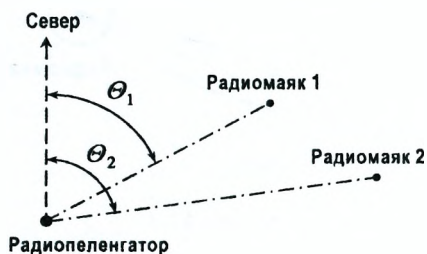


Рисунок 17.3

гами ( $\theta_1$  и  $\theta_2$ ). Пересечение двух ортодромей дает нужный результат. Для определения местоположения объекта в трехмерном пространстве необходим еще один РМ. При этом координаты всех РМ известны.

*Дальномерный метод* базируется на измерении расстояния  $r$  между точками излучения и приема сигнала, который излучается передающей антенной ответчика при приеме запросного сигнала (рисунок 17.4).

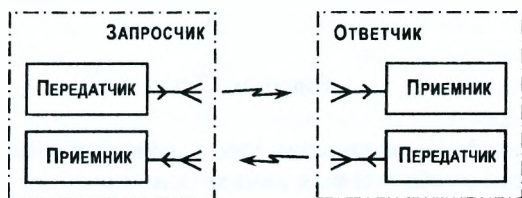


Рисунок 17.4

В случае, когда время распространения сигнала запроса  $t_{\text{зап}}$  и ответа  $t_{\text{отв}}$  одинаковы, а время формирования ответного сигнала в ответчике достаточно мало, то дальность, измеряемая запросчиком, будет

$$r = \frac{c}{2}(t_{\text{зап}} + t_{\text{отв}}).$$

Поверхностью положения дальномерной системы является поверхность шара радиусом  $r$ . Линиями положения на плоскости или поверхности Земли будут окружности, поэтому эту систему называют еще круговой (рисунок 17.5).

В силу того, что окружности пересекаются в двух точках, возникает неоднозначность отсчета, появляется так называемое ложное пересечение. Для борьбы с ложными пересечениями используют вспомогательные средства ориентирования, точность которых может быть невысокой, но достаточной для исключения неоднозначности.

Ошибки измерения дальности этого метода сравнительно малы, поэтому дальномерные методы используют для получения высокоточной координатной информации.

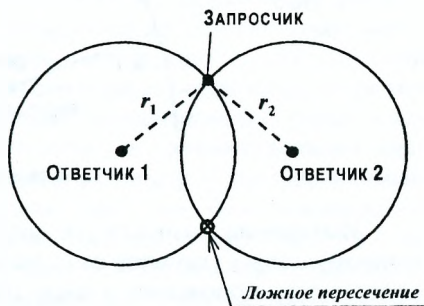


Рисунок 17.5

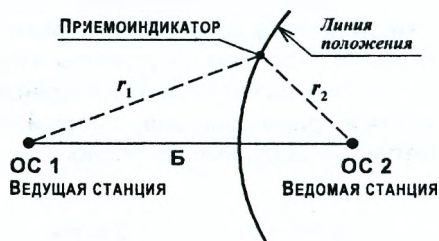


Рисунок 17.6

Разностно-дальномерный метод основан на измерении разности двух дальностей от объектов до двух опорных станций ОС1 и ОС2 (рисунок 17.6). Станцию ОС1 называют ведущей. С помощью ее сигналов осуществляется синхронизация работы ведомой станции ОС2. Приемник-индикатор П1, размещенный на объекте, обрабатывает принятую информацию.



Рисунок 17.7

Измерение разности дальностей, которая пропорциональна временному сдвигу сигналов от станции ОС1 и ОС2, позволяет найти лишь поверхность положения в виде гиперboloида. Если приемник-индикатор и опорные станции размещены на поверхности Земли, то измерение разности  $\Delta r = r_1 - r_2$  позволяет получить линию положения на земной поверхности в виде гиперболы, для которой разность  $\Delta r = const$  (рисунок 17.6). Для двух опорных станций можно построить семейство гипербол с фокусами в точках ОС1 и ОС2. Расстояние между станциями Б называют базой. Для известной базы для разных значений  $\Delta r$  заблаговременно наносят на карту гиперболы и оцифровывают их, что позволяет во время работы уменьшить время на навигационные расчеты. Для нахождения точки расположения объекта на карте нужна еще

одна пара опорных станций, база которой Б2 должна быть размещена под некоторым углом к базе Б1 первой пары. На практике ведущая станция ОС1 является общей для пар и синхронизирует работу ведомых станций ОС2 и ОС3 (рисунок 17.7).

Пересечение двух семейств гипербол создает на карте сетку линий, которая позволяет оперативно определить местоположение объекта, на борту которого установлен приемоиндикатор.

Точность разностно-дальномерной системы выше точности угломерной системы и приближается к точности дальномерной РНС. Однако основным преимуществом разностно-дальномерной системы является практически неограниченная пропускная способность, так как наземные станции могут обслуживать неограниченное число приемоиндикаторов, которые находятся в пределах дальности действия системы. Это связано с отсутствием передатчика на борту каждого из объектов в отличие от дальномерной РНС.

*Угломерно-дальномерный метод* позволяет найти местоположения объекта из одной точки. Этот метод обычно используют в радиолокационных системах, которые позволяют из одной точки измерять дальность  $r$ , азимут  $\beta$  и угол места  $\varepsilon$ . Путем пересчета этих первичных координат можно получить высоту полета  $H$ , горизонтальную дальность  $r_{гор}$  и ее проекции на направления север-юг и запад-восток. Этот метод нашел широкое применение в РНС *ближней навигации*.

Рассмотренные выше методы определения местоположения объекта относительно точек с известными координатами (РНТ) с помощью поверхностей и линий положения называют позиционными методами.

Кроме позиционных методов в радионавигации используют методы определения пути путем интегрирования определенных значений скорости и ускорения. Используются также *обзорно-сравнительные методы*, которые базируются на сравнении телевизионных, радиолокационных и других изображений местности на соответствующих картах. В современных образцах вооружения используют так называемые *корреляционно-экстремальные методы* навигации. Они основаны на определении структуры некоего физического поля, характерного для конкретной местности (например, рельефа) и сравнении параметров этого поля с параметрами, которые занесены в устройство памяти РНС. Этот метод реализован в навигационном оборудовании крылатой ракеты ТОМАГАВК (США). Автономность таких систем, слабое воздействие помех и практически отсутствие накопления ошибок дает значительное преимущество в их применении.

### 17.3 Классификация радионавигационных систем

Радионавигационные системы, как известно, относятся к информационным РЭС, поэтому в основу их классификации положены информационные признаки:

- способ определения местоположения объекта;
- вид измеряемого параметра сигнала;
- диапазон волн, используемых в качестве носителя информации;
- дальности действия системы;
- место расположения опорных станций.

По способу определения местоположения РНС делят на:

- позиционные РНС (угломерные, дальномерные, разностно-дальномерные и угломерно-дальномерные);
- непозиционные РНС, использующие отсчет пути интегрированием скорости и ускорения;
- РНС, которые базируются на обзорно-сравнительных методах местоопределения.

По виду параметра сигнала РНС разделяют на:

- амплитудные;
- временные;
- частотные;
- фазовые.

По диапазону радиоволн используют РНС от декакилометровых, которые нашли применение в сверхдлинноволновых системах, до оптических, используемых в лазерных системах.

По дальности действия РНС делятся на:

- ближней навигации;
- дальней навигации;
- космические;
- глобальные.

Системы ближней навигации имеют дальность действия до 400...700 км.

Дальняя навигация обеспечивает объект информацией приблизительно от 700 км до нескольких тысяч километров.

Космическая и глобальная радионавигация обеспечивает выполнение навигационных задач над всей поверхностью Земли.

Для обеспечения безопасности полетов широко используются и автономные РНС, которые размещаются на борту движущего объекта.

По месту размещения опорных станций используют:

- системы наземного базирования;
- системы космического базирования (спутниковые).

Основные характеристики и параметры системы составляют ее ТТХ. Сходство подходов и методов, которые используются в радиолокации и радионавигации, приводит к тому, что как РЛС, так и РНС характеризуются практически одними и теми же ТТХ, которые достаточно подробно рассмотрены в разделе 1.6 и в этом разделе не обсуждаются.

Здесь же остановимся на влиянии распространения радиоволн на выбор того или иного метода при построении РНС. На дальностях, больших чем 3000 км, распространяются мириаметровые радиоволны. Они огибают Землю и мало поглощаются в атмосфере Земли. Информационным параметром в этом случае является только фаза, с использованием которой измеряют разность дальностей. Таким образом, глобальные системы навигации строят как разностно-дальномерные фазовые РНС.

Радионавигационные системы с дальностью 300...3000 км строятся в диапазоне волн 200...5000 м. Они также используют разностно-дальномерный метод определения местоположения объектов, а измеряемый параметр — тоже фаза.

Для обеспечения управления воздушным движением в районе аэропорта и посадки самолетов, а также при полетах по материковым маршрутам с интенсивным движением используют РНС ближней навигации. Такие системы обеспечивают работу над горизонтом в пределах прямой видимости.

В РНС ближнего действия используют радиоволны длиной меньше чем 1 м, это позволяет применять остронаправленные антенны, формировать короткие импульсные сигналы и использовать все возможные методы измерения, рассмотренные выше.

## **17.4 Системы ближней навигации**

Системы ближней навигации делят на угломерные, дальномерные и комбинированные. Они включают сеть наземных радиомаяков и бортовое оборудование, обеспечивающее получение информации на борту корабля или самолета. В угломерных системах — это азимут относительно конкретного радиомаяка, в дальномерной — наклонная дальность до наземного радиомаяка-ответчика, в угломерно-дальномерной системе — это азимут и дальность относительно радиомаяка. Комбинированные системы радионавигации используют, как правило, для повышения надежности навигационных измерений.

В авиации широкое применение нашли угломерные РНС, которые базируются на автоматических радиопеленгаторах со следящим приводом. Их называют автоматическими радиоконпасами (АРК). Они выдают летчику информацию об отклонении от курса на аэродром, где установлена приводная аэродромная радиостанция (ПАР). Основное пре-

имущество бортовых автомагических радиопеленгаторов состоит в том, что координаты направления движения определяются непосредственно на самолете при достаточно простой их реализации. Такие пеленгаторы используют на дальностях до 200...300 км.

Для измерения наклонной дальности в системах ближней навигации используют импульсные дальномеры. Они функционируют в комплексе с направленными радиомаяками, системами передачи команд и контроля положения самолетов в пункте управления аэропорта. Аэродромный ретранслятор может обеспечить процесс измерения дальности 50...100 самолетам одновременно. Это возможно за счет использования импульсного характера сигнала. Кроме того, за счет вращения направленной антенны наземного передатчика возникает амплитудная модуляция последовательности импульсов, принимаемых бортовым приемником. Это позволяет одновременно решать две задачи: во-первых, измерять наклонную дальность импульсным методом; во-вторых, измерять азимут самолета относительно направления на аэродром. Такое комплексное использование радиодальномера получило широкое его распространение в системах ближней радионавигации.

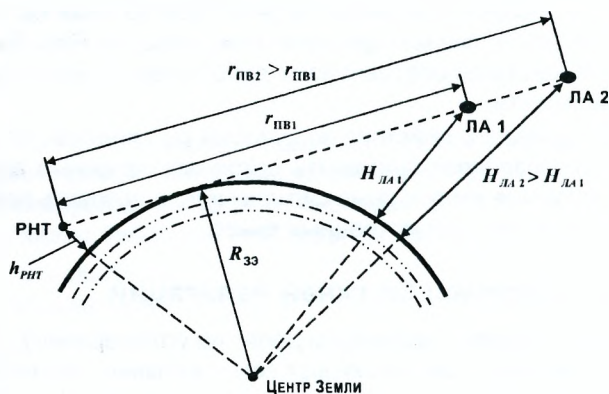


Рисунок 17.8

Дальность РНС ближнего действия ограничена дальностью прямой видимости (рисунок 17.8)

$$r_{ПВ, КМ} = 4,12(\sqrt{H_{ЛАМ}} + \sqrt{h_{РНТ, М}}), \quad (17.1)$$

где  $H_{ЛА}$  и  $h_{РНТ}$  — высоты летательного аппарата и антенны в радионавигационной точке. Так, для высоты антенны в РНТ  $h_{РНТ} = 16$  м и высоте полета самолета  $H_{ЛА} = 2000$  м  $r_{ПВ} = 200$  км. При высоте полета  $H_{ЛА} = 5000$  м  $r_{ПВ} = 300$  км. Дальность прямой видимости определяет максимально возможную дальность действия РНС ближней навигации.



Отметим, что при построении зоны действия РНС ближней навигации необходимо иметь в виду как дальность прямой видимости, так и дальность, ограниченную допустимыми ошибками измерения навигационных параметров. Эти ошибки определяют расчетную дальность действия РНС  $r_{рсч}$ .

За дальнюю границу зоны действия РНС выбирается меньшая из двух дальностей

$$r_{max} = \begin{cases} r_{пв}, & r_{рсч} > r_{пв}, \\ r_{рсч}, & r_{рсч} \leq r_{пв}. \end{cases}$$

Пусть в РНС одновременно измеряются два навигационных параметра: наклонная дальность  $r$  и азимут  $\beta$  со среднеквадратическими значениями ошибок  $\sigma_r$  и  $\sigma_\beta$  соответственно. Теоретические исследования показывают, что расчетную дальность действия РНС с учетом ошибок можно оценить по формуле:

$$r_{рсч} = \frac{1}{\sigma_\beta} \sqrt{\sigma_{тр}^2 - \sigma_r^2}, \quad (17.2)$$

где  $\sigma_{тр}$  - требуемая величина среднеквадратической ошибки определения местонахождения объекта.

Анализ формулы (17.2) показывает, что рост ошибок измерения как дальности, так и азимута вызывает уменьшение дальности действия РНС (радиуса зоны действия РНС).

На рисунке 17.9 показаны зоны действия РНС в горизонтальной плоскости для одинаковых значений ошибок измерения дальности и разных  $\sigma_{\beta 2} > \sigma_{\beta 1}$ . Зоны построены при условии, что обе дальности меньше дальности прямой видимости.

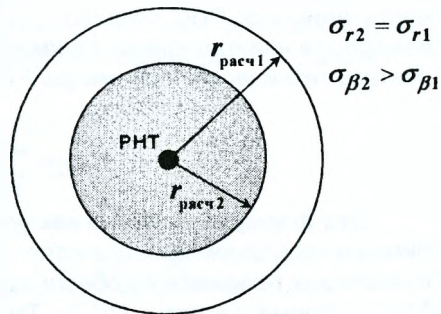


Рисунок 17.9

Построение зоны действия РНС в вертикальной плоскости проводится с учетом формы ДН антенны РНС по углу места.

На рисунке 17.10, на разных высотах зона действия в горизонтальной плоскости имеет разный размер. Поэтому при создании РНС необходимо обеспечить требуемое перекрытие пространства в вертикальной плоскости, что может достигаться расширением луча антенны РНТ в угломерной плоскости, либо увеличением числа лучей. При

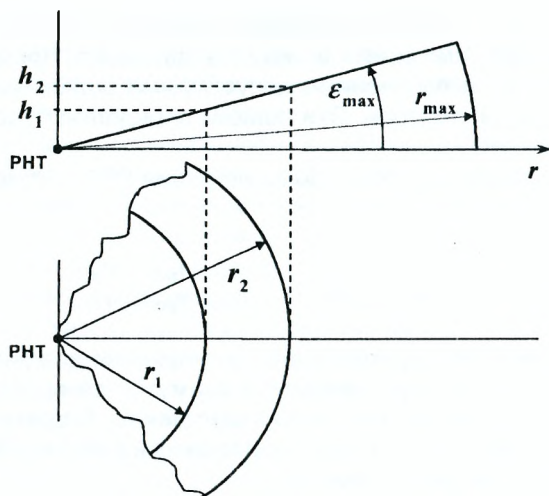


Рисунок 17.10

этом верхние лучи целесообразно формировать меньших размеров для обеспечения изовысотности, т. е. постоянства  $H_{max}$  верхней границы зоны действия РНС.

Из формулы (17.2) вытекает, что расчетная (т. е. требуемая) дальность действия РНС связана с требованиями к системе и ошибками измерения навигационных параметров  $r$  и  $\beta$ . Последнее позволяет рассчитать технические параметры РНС, которые входят в уравнение

$$r_{max} = \sqrt{\frac{P_n G_n G_{np} \lambda^2}{(4\pi)^2 P_{c min}}}. \quad (17.3)$$

Эта формула известна как уравнение дальности действия радиолинии в свободном пространстве. Расчеты должны проводиться наряду с анализом технического обеспечения требуемых значений параметров РНС, которые входят в (17.3). Так, длина волны  $\lambda$  выбирается в УКВ диапазоне с учетом разрешенного для навигации диапазона частот с обеспечением требуемых параметров передатчика ( $P_n$ ) и передающей антенны  $G_n$ . Необходимо учитывать ограничения на габариты бортовой приемной антенны летательного аппарата ( $G_{np}$ ). Бортовой приемник должен обеспечить усиление и выделение сигнала на фоне помех  $P_{c min}$ . Для получения реальных данных необходимо также учесть ослабление при распространении ЭМВ в атмосфере, коэффициент полезного действия фидерных линий, неидеальность аппаратуры, отклонение от оптимальной обработки и т. д.

Таким образом, обеспечение требуемых ТТХ является сложной многоальтернативной задачей.

Рассмотрим примеры построения наиболее распространенных радиотехнических систем ближней навигации (РСБН).

РСБН — это сложный радиотехнический комплекс наземного и бортового оборудования. Наибольшее распространение получили угломерно-дальномерные РСБН. Они позволяют определить на борту летательного аппарата текущие значения азимута и наклонной дальности относительно РНТ. Использование полученной информации от других средств навигации позволяет решать на борту весь комплекс пилотажно-навигационных задач. В отечественных РСБН предусмотрена также возможность контроля воздушной обстановки в зоне действия РСБН с помощью ИКО.

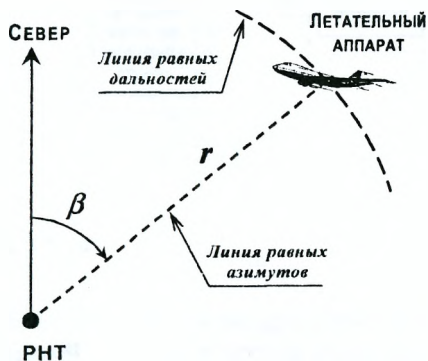


Рисунок 17.11

В РСБН навигационные параметры (азимут  $\beta$  и дальность  $r$ ) определяются в полярной системе координат (рисунок 17.11). Местонахождение летательного аппарата определяется как точка пересечения двух линий положения: линии равных азимутов и линии равных дальностей (окружностей).



Рисунок 17.12

В состав РСБН входят угломерный (азимутальный) канал, дальномерный канал и индикаторный канал (рисунок 17.12).

На рисунке 17.13,а показаны основные составляющие азимутального канала РСБН. Угломерные каналы современных отечественных РСБН построены с использованием временного метода оценки азимута. Для этого азимутальный радиомаяк формирует остронаправленную

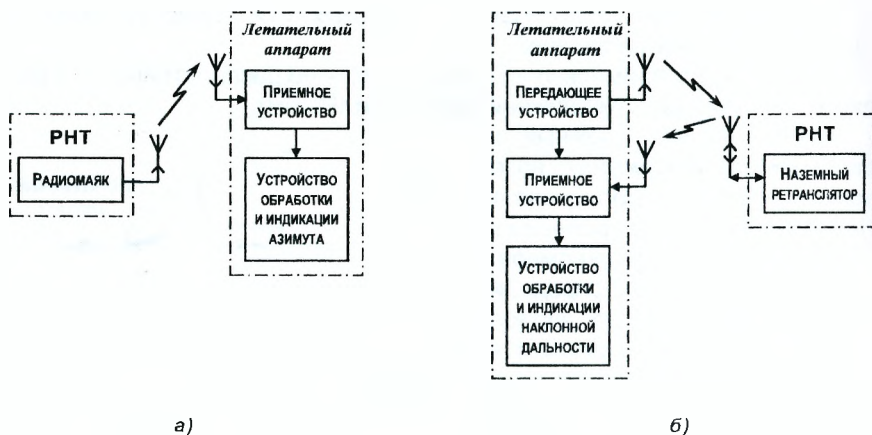


Рисунок 17.13

двухлепестковую ДН в азимутальной плоскости, которая вращается с постоянной скоростью  $\Omega_{\beta} = 100$  об/мин. Во время вращения излучается непрерывное гармоническое колебание. За счет облучения на выходе бортового приемника ЛА появляется азимутальный сигнал в виде пары импульсов. Информация об оценке азимута  $\beta$  получается за счет измерения интервала задержки этой пары относительно начала отсчета. Последний привязывается к моменту прохода антенной РНТ направления на север, измерения временного интервала осуществляется цифровым следящим измерителем. Азимутальные каналы РСБН построены с использованием фазового метода оценки угловой координаты.

На рисунке 17.13,б приведены структурная схема дальномерного канала РСБН, в котором используется импульсный метод измерения дальности по времени запаздывания ответного сигнала относительно запросного. Для измерения временного интервала используется цифровой следящий измеритель.

Индикаторный канал РСБН состоит из ИКО, функционирующе-го совместно с аппаратурой азимутального и дальномерного каналов. ИКО размещен в комплексе наземного оборудования РСБН в радионавигационной точке и обеспечивает определение полярных координат (азимута и дальности) ЛА, который находится в зоне действия РНС.

В отечественных РСБН азимутальный радиомаяк и ответчик (наземный ретранслятор) конструктивно объединены и представляют собою единый комплекс наземного оборудования. Кроме того, универ-

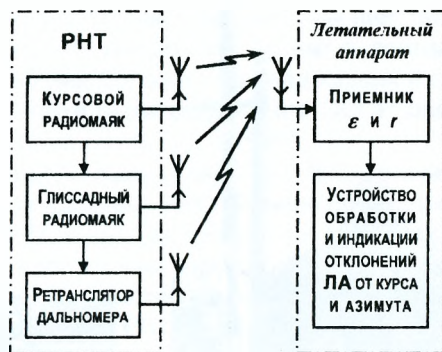


Рисунок 17.14

сальное бортовое оборудование РСБН используется как для навигации, так и для обеспечения посадки самолета. Поэтому в состав РСБН входит канал посадки (рисунок 17.14).

РСБН иностранного производства построены по-другому. Радиомаяк VOR и ответчик дальномера DME представляют собой полностью независимые РНС. Они применяются либо вместе, либо раздельно.

В другой РСБН ТАКАН азимутальный радиомаяк и ответчик дальномера совмещены в одном комплексе навигационного оборудования. На рисунке 17.15 показаны антенные посты разных РСБН (а — СССР и б — США).

Полученные на борту оценки навигационных параметров (азимута и наклонной дальности) относительно РНТ используются бортовыми вычислительными устройствами для решения разнообразных пилотажно-навигационных задач.

Бортовое оборудование РСБН должно выполняться с учетом ограничений на массогабаритные характеристики. В то же время оно должно быть информативным и отвечать высоким требованиям как по точностным характеристикам, так и по надежности.

## 17.5 Системы дальней навигации

Системы дальней навигации обеспечивают навигацию кораблей и воздушных судов на расстояниях до 3000 км. Исторически первыми появились фазовые системы пеленгации, которые и использовались в качестве РНС (например, система Дека в Великобритании с дальностью до 500 км.). Во время Второй мировой войны в США была разработана РНС Лоран-А на основе разностно-дальномерного метода, а в Германии на том же методе — РНС Консол.

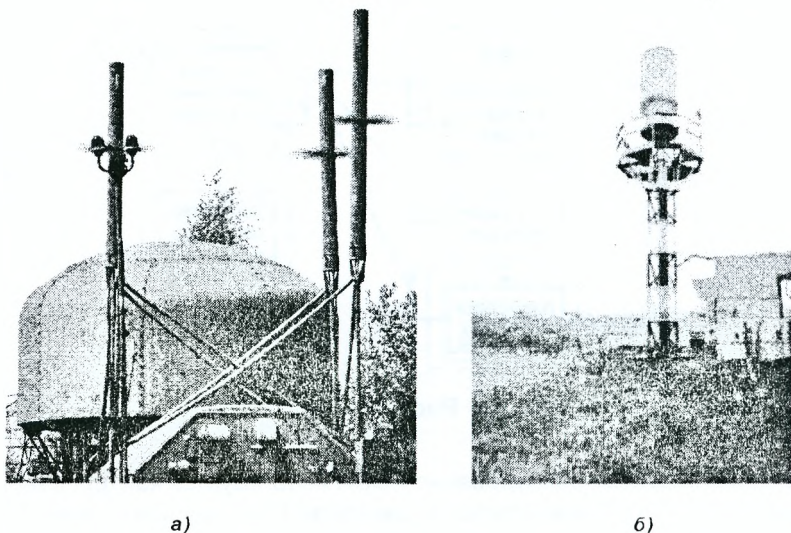


Рисунок 17.15

Принцип действия РНС Лоран-А состоит в измерении в точке приема разности времен прихода импульсных радиосигналов, моменты излучения которых двумя или больше передающими станциями синхронизированы. Линией положения, как уже известно, в этом методе есть гипербола, в фокусах которой размещены передающие станции (рисунок 17.6). Поэтому такие РНС получили название гиперболических. Местонахождение объекта определяется непосредственно на его борту (рисунок 17.7). Цепь станций Лоран-А состоит из трех передающих станций (ведущей и двух ведомых). Принцип синхронизации системы базируется на том, что ведомые станции излучают сигналы в момент прихода на них импульса ведущей станции. За счет этого исключаются ложные пересечения. Станции размещались на расстоянии нескольких сот километров и использовали пять фиксированных частотных каналов в диапазоне средних волн 154...172 м. Дальность действия РНС Лоран-А в зависимости от времени суток составляла 1000...2500 км, а ошибки местонахождения — 1...10 км.

Потребность в более качественной информации привела к появлению системы Лоран-С. В отличие от системы Лоран-А, в системе Лоран-С измерение разности прихода сигналов проводилось не только по огибающей радиоимпульса, но и по фазе его несущей частоты (100 кГц). Учет фазовой информации дал возможность уменьшить ошибки определения местонахождения примерно до 100 м. Дальность действия си-

стемы Лоран-С выросла до 4000 км при высоте антенны около 200 м. Несмотря на появление спутниковой системы навигации, приемоиндикаторы системы Лоран-С до сих пор входят в состав штатного навигационного оборудования большинства надводных и воздушных судов. Подобная система Чайка была создана и в СССР, она также функционирует до сих пор.

Наряду с импульсно-дальномерными РНС дальнего действия продолжали развиваться фазовые РНС. В конце 60-х годов двадцатого столетия появилась глобальная навигационная система Омега. Обеспечение синхронизации всех восьми передающих станций от единого эталона всемирного времени существенно повысило качество фазовых измерений. Дальность действия РНС Омега достигает 10000 км при высоте антенны 350...400 м.

В то же время в СССР была введена в эксплуатацию система МАРШРУТ для обеспечения судоходства в арктических районах с дальностью действия до 1000 км в диапазоне сверхдлинных волн.

## **17.6 Спутниковые радионавигационные системы**

Принципы навигационных измерений, статистические методы обработки сигналов, технические решения, которые были разработаны для использования в РНС наземного базирования, составили научно-технический фундамент для разработки РНС космического базирования. Носителем источника навигационного сигнала является искусственный спутник Земли (ИСЗ). Поэтому такие РНС называют *спутниковыми радионавигационными системами* (СРНС).

Спутник переносит источник излучения (радионавигационную точку) в разные точки над поверхностью Земли. Возможность использования в качестве источника излучения навигационного сигнала спутника, который движется со скоростью нескольких километров в секунду, базируется на том, что его орбита и параметры движения могут прогнозироваться и контролироваться с очень высокой точностью. То есть координаты такой движущейся РНТ можно считать точно известными в любой момент времени.

Работы по использованию ИСЗ в целях навигации были начаты в 1957 году одновременно с запуском первого искусственного спутника. В результате появились первые СРНС Цикада (СССР) и Транзит (США).

В спутниковые РНС второго поколения заложены идеи, которые обеспечивают прецизионную (с точностью до наносекунд) взаимную синхронизацию бортовых эталонов времени. Большое внимание было уделено средствам высокоточного определения и прогнозирования орбит ИСЗ. Так, для достижения требуемой точности прогноза орбит пришлось учитывать давление света на поверхность спутника, нерав-

номерность вращения Земли и ее полюсов, наличие реактивных сил, возникающих из-за газовой выделения материалов оболочки спутника и т. д.

Решение перечисленных, а также многих других задач позволило создать, ввести в эксплуатацию в начале 90-х годов и представить для пользования всему населению Земли две спутниковые РНС второго поколения: ГЛОНАСС (глобальная навигационная спутниковая система) созданная в России, и NAVSTAR американского производства, которая получила чаще используемое название GPS (Global Positioning System).

В этих СРНС используются, в основном, дальномерный и радиально-скоростной методы измерения. Дальномерный метод рассматривался ранее, поэтому остановим свое внимание на втором методе.

Радиально-скоростной (доплеровский) метод основан на измерении доплеровской частоты трех радиальных скоростей перемещения потребителя относительно трех спутников. Соответствующие радиальные скорости измеряются *интегрально-доплеровским методом* в единый для трех спутников временной интервал  $\Delta t = t_2 - t_1$ .

Чтобы рассмотреть сущность этого метода, предположим, что ИСЗ вращается с известной постоянной скоростью  $v_{ИСЗ}$  вдоль окружности, радиусом  $R_{ИСЗ}$ , в плоскости, проходящей через центр Земли. Потребитель находится на поверхности Земли в некоторой неподвижной точке. В точке приема вычисляется интеграл от доплеровской частоты  $F_D(t)$ , измеряемой наземной аппаратурой

$$\int_{t_1}^{t_2} F_D(t) dt = -\frac{f_0}{c} \int_{t_1}^{t_2} v_r(t) dt = \frac{f_0}{c} [r(t_2) - r(t_1)]. \quad (17.4)$$

Здесь  $t_1$  и  $t_2$  — фиксированные моменты времени;  $f_0$  — рабочая частота сигнала ИСЗ;  $c$  — скорость распространения ЭМВ;  $v_r(t)$  — радиальная скорость ИСЗ относительно точки приема.

Из (17.4) следует, что разница дальностей  $r(t_2) - r(t_1) = \Delta r$  связана с интегралом от доплеровской частоты

$$\Delta r = \frac{c}{f_0} \int_{t_1}^{t_2} F_D(t) dt. \quad (17.5)$$

То есть один спутник подобен паре опорных станций разностно-дальномерной РНС. Их координаты определены положением ИСЗ в моменты времени  $t_1$  и  $t_2$ . Вторую пару виртуальных опорных станций можно получить, наблюдая за спутником в моменты  $t_2$  и  $t_3$ , откуда



$$\Delta r_2 = r(t_3) - r(t_2) = \frac{c}{f_0} \int_{t_2}^{t_3} F_D(t) dt.$$

Таким образом, получены две поверхности положения — два гиперболоида. Местоположение наблюдателя (потребителя) определяется точкой пересечения этих гиперболоидов с земной поверхностью. Ложное пересечение исключается априорной информацией о координатах пользователя РНС.

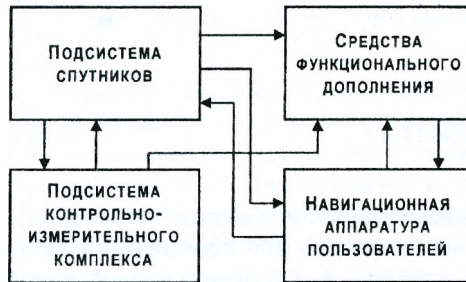


Рисунок 17.16

Структурная схема спутниковой РНС приведена на рисунке 17.16. В нее входят три основных подсистемы:

- подсистема спутников (орбитальная группировка);
- подсистема контроля и управления (контрольно-измерительный комплекс КИК);
- подсистема аппаратуры потребителя.

Систему дополняют средства функциональных дополнений. Это специальная наземная аппаратура, используемая для обеспечения потребителя информационными возможностями.

Подсистема спутников включает в себя группировку из 24 спутников, которые размещены на трех круговых орбитах (по 8 спутников на каждой) в системе ГЛОНАСС (рисунок 17.17) и на шести орбитах по 4 спутника — в системе GPS (рисунок 17.18).

Для уменьшения ионосферных ошибок работа ведется в системе ГЛОНАСС на двух частотах:  $f_1 = 1,25$  ГГц,  $f_2 = 1,6$  ГГц.

Передатчик спутника излучает довольно интенсивный сигнал, прием которого может обеспечить слабонаправленная антенна потребителя. Сигнал имеет круговую поляризацию, он представляет собой прямоугольные промодулированные по фазе радиоимпульсы длительностью  $\tau_{u1} = 0,1$  мкс и  $\tau_{u2} = 1$  мкс, используемые аппаратурой потребителя

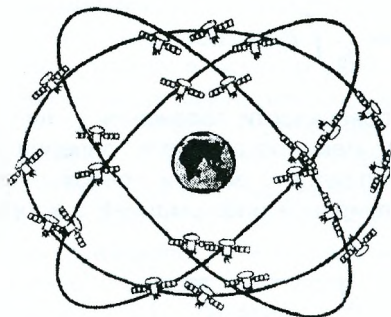


Рисунок 17.17

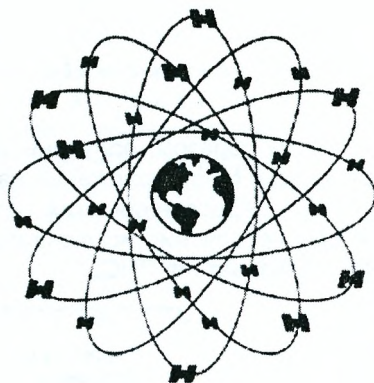


Рисунок 17.18

для дальномерных измерений. Узкополосные импульсы длительностью  $\tau_{\text{дл}} = 20$  мкс предназначены для передачи потребителям навигационных сообщений: координаты спутников и их производные, поправки для эталона времени, условия распространения радиоволн и т. д. Следует отметить, что информация навигационного сообщения формируется на Земле в КИК, а затем передается на спутник для передачи потребителю.

*Контрольно-измерительный комплекс (КИК)* решает следующие задачи:

- контроль параметров движения ИСЗ, прогнозирование параметров их орбит с передачей этих данных на спутник;
- определение и прогноз для каждого спутника времени относительно наземного эталона с передачей их на борт;
- проверка качества радионавигационных сигналов каждого спутника;
- диагностика бортовой аппаратуры ИСЗ;
- программное и командное управление полетом спутников и обеспечение штатной работы бортовых систем.

Для решения перечисленных задач в состав КИК входят следующие элементы, показанные на рисунке 17.19.

*Навигационная аппаратура потребителя* предназначена для приема сигналов от навигационного спутника, измерения навигационных параметров, выделения служебной информации, выдачи их потребителю в нужном виде.

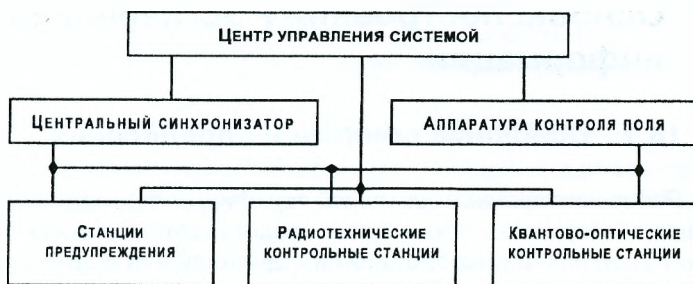


Рисунок 17.19

В состав аппаратуры входят: антенное устройство (антенна, блоки предварительного усиления, поиска сигналов, навигационных излучений и выделения навигационного сообщения, а также блок опорного генератора и синтезатора частот), вычислительное устройство (процессор и интерфейс), блок управления и индикации, блок питания.

*Средства функционального дополнения* включают: дифференциальные подсистемы; псевдоспутники; ретрансляторы сигналов спутниковой РНС.

В заключение отметим, что поскольку в эксплуатации находится много различных РНС и ни одна из них не считается главной, то перспективой развития РНС следует считать их *комплексное использование*.

На первое место в развитии РНС выходит критерий «эффективность-стоимость». Бортовая аппаратура должна выполняться с широким использованием твердотельных генераторных приборов, комплексной микроминиатюризации, блочного построения аппаратуры, широким использованием вычислительной техники как на этапе контроля работоспособности аппаратуры, так и на этапе непосредственной реализации оптимальных алгоритмов обработки навигационной информации. Значительное внимание должно уделяться противодействию разного рода помехам, особенно организованным.

Важным направлением исследований в развитии РНС является переход на цифровые принципы построения аппаратуры и полная автоматизация как бортовых, так и наземных средств с преобразованием последних в необслуживаемые станции.

Наиболее сложной является проблема создания глобальной системы управления большими массивами движущихся объектов на больших территориях. При этом должно обеспечиваться управление каждым из объектов, как в бортовом, так и в командном контуре управления. На современном этапе в этом вопросе существуют значительные теоретические и технические трудности.

## 18 Основы построения РЭС передачи информации

### 18.1 Основные понятия и определения

*Радиоэлектронной системой передачи информации (РЭС ПИ)* называют совокупность технических средств, которые обеспечивают передачу сообщений (информации) из одного пункта в другой с помощью электромагнитных волн.

*Под информацией* понимают совокупность сведений о каком-нибудь объекте, явлении и т. д. Для сохранения, обработки и преобразования информации используют условные символы (буквы, слова, математические знаки, рисунки, параметры колебаний), позволяющие представлять информацию в той или иной форме.

Информация, представленная в определенной форме и предназначенная для передачи, называется *сообщением*. Так, при телеграфной передаче с помощью телетайпа информация представляется в виде букв и цифр. Соответственно сообщениям записывается текст телеграммы, который создается последовательностью этих знаков на другом конце линии связи. В телефонии сообщением является разговор (непрерывное изменение звукового давления). На практике часто информацию представляют в двоичной форме, т. е. только двумя условными символами, например, 0 и 1. Сообщение в этом случае представляет собой последовательность конечного числа двоичных символов. Одни сообщения (разговор, температура, давление) являются функцией времени, другие (текст телеграммы) — нет.

Для передачи сообщений от источника к получателю используют физические процессы, например, звуковые или электрические колебания, электрический ток, электромагнитные волны. Физический процесс, отображающий сообщение, называют *сигналом*. По своей природе сигналы могут быть электрическими, световыми, звуковыми и т. д. В радиотехнических системах для передачи информации используют *электрические сигналы*. Поэтому при передаче сообщений неэлектрической природы их предварительно преобразуют в электрические колебания с помощью преобразователей (микрофона, передающей телевизионной трубки, датчиков температуры, давления, и т. д.) Такие электрические колебания называют *первичными сигналами*. Они являются функциями времени.

РЭС ПИ включают в себя источники сообщений, получателей (адресатов) сообщений, а также *радиоканал*, который в свою очередь, состоит из *технических средств* (аппаратуры) и *радиолинии*. В понятие

*радиопередачи* вкладывают среду распространения радиоволн, а также радиосигналы и помехи. В зависимости от вида сообщения канал называется телефонный, телеграфный, телевизионный, передачи данных и т. д.

Главными признаками классификации РЭС ПИ являются:

- вид сообщений — речь, телефонные сообщения, данные, телевизионная или факсимильная передача неподвижных сообщений, телеметрия, команды и т. д.;
- число каналов — одноканальные, многоканальные;
- режим использования канала — двухсторонняя радиосвязь (симплексная, дуплексная), односторонняя радиосвязь;
- тип радиоканалов — наземная радиосвязь (тропосферная, ионосферная, метеорная, радиорелейная), спутниковая радиосвязь и т. д.;
- вид информации — непрерывная, дискретная (импульсная), цифровая;
- дальность действия и требования к помехозащищенности.

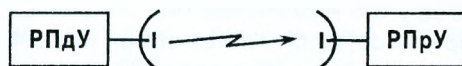


Рисунок 18.1

В условиях применения РЭС ПИ часто необходимо совместное использование многих разнесенных в пространстве систем передачи. Такую совокупность РЭС ПИ можно назвать *комплексной системой*. При этом систему, которая обеспечивает передачу информации между двумя пунктами (радионаправление) можно назвать *одиночной системой* передачи. Упрощенная структурная схема одиночной системы передачи информации представлена на рисунке 18.1. Для совокупности одиночных систем передачи, разнесенных в пространстве, используют также термин *линия*, относительно линии возникают проблемы ее организации и взаимосвязи многих одиночных систем передачи.

Кроме того, термин «система» используют также в другом смысле — смысле назначения (например, система связи в гражданской авиации, система связи в железнодорожном транспорте и т. д.) Этот термин служит и для общего названия направлений РЭС ПИ, например, радиосистема передачи, проводные системы передачи, радиорелейные системы передачи и т. д.

Структурная схема передачи информации для одного из вариантов линии представлена на рисунке 18.2.

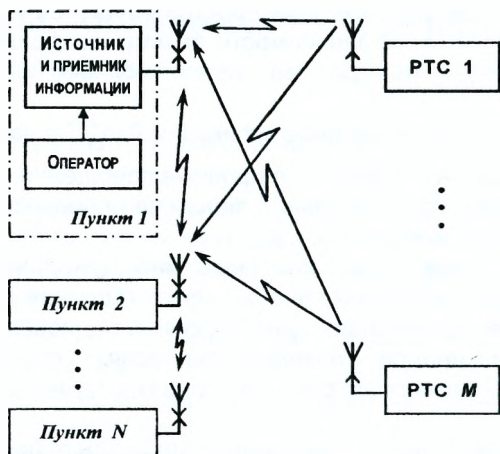


Рисунок 18.2

В состав такой линии входит как РЭС ПИ, размещенные в пунктах  $1 \dots N$ , так и РТС другого назначения (навигационные, локационные и т. д.), между которыми осуществляется обмен информацией.

Реальные линии включают десятки–миллионы источников и получателей информации, например, Internet. Они, как правило, имеют сложную иерархическую структуру (магистральные, зональные, местные линии, первичные, вторичные). В состав линии, кроме абонентных пунктов, входят узлы связи, в которых происходит распределение информации между абонентами. Современные узлы связи — это сложные комплексы аппаратуры, в состав которых входят ЭВМ, коммутаторы, аппаратура индикации, регистрации и контроля, агрегаты питания и т. д.

Функционирование РЭС ПИ характеризуется качеством и количеством передаваемой информации.

*Качество* определяется точностью передачи сообщений в системе связи, а *количество* характеризует скорость передачи информации. Качество зависит от уровня искажений, которые вносят помехи в принимаемое сообщение. При этом считают, что другие причины, кроме помех, отсутствуют, т. е. аппаратная надежность и др. отвечают требованиям. Таким образом, качество информации можно определять помехоустойчивостью РЭС ПИ.

Под *помехоустойчивостью* подразумевают способность РЭС ПИ противостоять вредному влиянию помех на передачу сообщений. Степень соответствия принятого сообщения переданному определяет величину, называемую *достоверностью* (*верностью*). В зависимости от характера сообщений используют различные количественные меры до-

стоверности. При передаче непрерывных сообщений достоверность определяется величиной потерь (среднего риска), в случае квадратичной функции потерь средний риск приводит к среднеквадратической ошибке воспроизведения сообщения. В системах передачи дискретных сообщений количественной мерой достоверности передачи информации выбирают частоту ошибок, т. е. отношение числа ошибочно принятых элементов сообщения  $M_{ош}$  к общему числу переданных элементов  $M_{об}$ . На практике также пользуются вероятностью ошибочного принятия одного элемента сообщения.

*Скорость передачи сообщений* определяется количеством сообщений, которое может быть передано по каналу в заданный интервал времени. В системах передачи дискретных сообщений используют термины технической и информационной скорости.

*Техническая скорость* (скорость манипуляций) определяется количеством элементов дискретного сообщения (символов), переданных за одну секунду.

Под *информационной скоростью* понимают количество информации, которая поступает от источника к получателю за одну секунду. Информационная скорость измеряется количеством двоичных единиц (бит) в секунду. Она совпадает с технической в случае, если используется высококачественная двоичная симметричная линия связи.

Для системы передачи аналоговых сообщений максимальная скорость определяется количеством телефонных разговоров, радио- и телевизионных программ, которые выходят в эфир одновременно при условии, что канал не вносит ошибок и искажений.

*Задержка* — это показатель РЭС ПИ, который характеризует максимальное время, необходимое от момента подачи сообщения от источника на вход передающего устройства РЭС до момента получения сообщения на выходе приемника. Задержка определяется длительностью обработки сигнала в передающем и приемном трактах и протяженностью радиолинии.

*Скрытность работы* радиолинии определяется вероятностью раскрытия передаваемой информации. Чем меньше спектральная плотность сигнала, тем выше скрытность. Для повышения скрытности используют широкополосные сигналы.

## 18.2 Физические основы передачи информации

Для передачи сообщений любой природы РЭС ПИ используют первичные сигналы  $x(t)$ , являющиеся функцией времени. В зависимости от области определения и области возможных значений этой функции различают следующие виды сигналов:

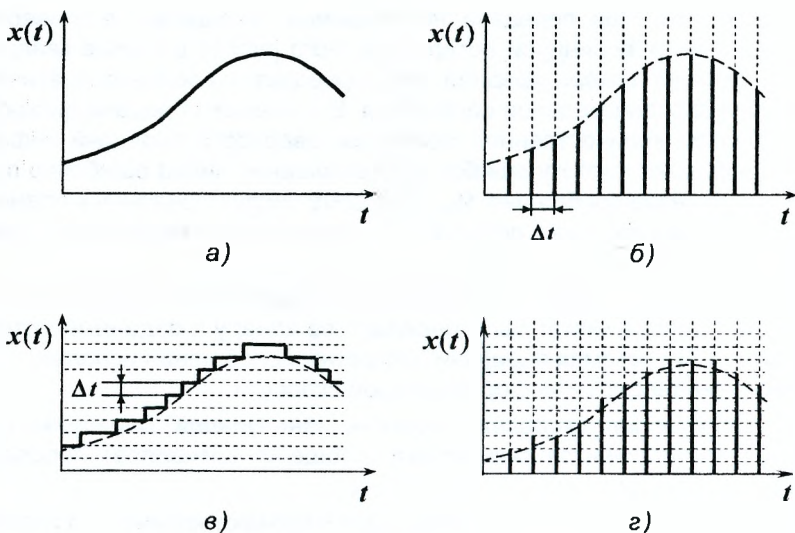


Рисунок 18.3

- непрерывные по уровню и во времени (рисунок 18.3,а);
- непрерывные по уровню и дискретные во времени (рисунок 18.3,б);
- дискретные (квантованные) по уровню и непрерывные во времени (рисунок 18.3,в);
- дискретные по уровню и во времени (рисунок 18.3,г).

Сигналы первого вида называют *непрерывными* или *аналоговыми*. Они задаются на конечном или бесконечном интервале времени и могут принимать любые значения в некотором диапазоне. Примером таких сигналов являются сигналы на выходе микрофона, датчиков температуры, давления, состояния и т. д.

Сигналы второго вида задаются в дискретные моменты времени и могут принимать любые значения из некоторого диапазона значений. Их можно получить из непрерывных сигналов в определенные моменты времени. Шаг дискретизации  $\Delta t$  (временной интервал между смежными отсчетами) выбирают исходя из допустимых ошибок при восстановлении непрерывного сигнала из конечного числа отсчетов.

Сигналы третьего вида называют *квантованными по уровню*. Они задаются на некотором временном интервале и характеризуются тем, что могут принимать лишь конкретные дискретные значения. В результате такого квантования получается ступенчатая функция. Квантование по уровню осуществляется с помощью компаратора.



Сигналы четвертого вида называют *дискретными*. Они задаются в определенные дискретные моменты времени и принимают конкретные дискретные значения. Их можно получить из аналогового сигнала путем дискретизации по времени и квантования по уровню. Такие сигналы довольно просто представить в цифровой форме, т. е. в виде чисел. По этой причине их называют *цифровыми*.

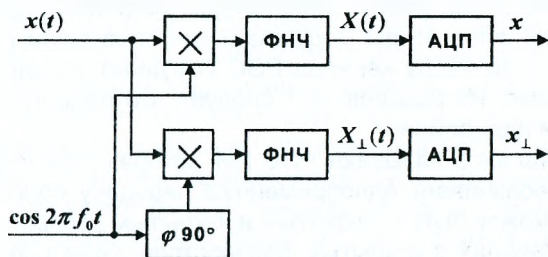


Рисунок 18.4

На рисунке 18.4 представлена структурная схема устройства преобразования аналогового радиосигнала  $x(t)$  частоты  $f_0$ , сначала в аналоговые квадратурные амплитуды  $X(t)$  и  $X_{\perp}(t)$ , а затем в две квадратурные последовательности дискретных сигналов:  $\vec{X} = \|X_1, X_2 \dots X_n\|^T$  и  $\vec{X}_{\perp} = \|X_{1\perp}, X_{2\perp} \dots X_{n\perp}\|^T$ .

Шаг дискретизации  $\Delta t$  выбирается при этом в соответствии с теоремой Котельникова равным

$$\Delta t = \frac{1}{\Pi_c}, \quad (18.1)$$

где  $\Pi_c$  — ширина спектра сигнала  $x(t)$ .

Каждая из составляющих  $X_n, X_{n\perp}$  последовательностей  $\vec{X}$  и  $\vec{X}_{\perp}$  на выходе аналого-цифрового преобразователя (АЦП) получается в двоичном коде, т. е. может использоваться в спецвычислителе или ЭВМ. Динамический диапазон АЦП оценивают по формуле:

$$D_{\text{АЦП}} = 6L, \text{ дБ}, \quad (18.2)$$

где  $L$  — число двоичных разрядов.

Представление информации в цифровой форме используется в цифровых РЭС ПИ. Это позволяет проводить обработку информации цифровыми вычислительными устройствами, которые в меньшей степени, чем аналоговые, поддаются влиянию разного рода аппаратурных нестабильностей. В случае необходимости выдачи информации в аналоговом виде, в приемное устройство включают цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП).

### 18.3 Одноканальные РЭС передачи информации

В настоящее время существует большое количество распространенных РЭС ПИ, что усложняет их описание и даже перечисление. Поэтому определим наиболее характерные РЭС ПИ и рассмотрим особенности их построения.

Наиболее существенной особенностью РЭС ПИ, с точки зрения использования и построения аппаратуры, является вид модуляции и число радиоканалов. Виды модуляции сигналов были рассмотрены в разделе 2.5, а по числу каналов РЭС ПИ делят на одноканальные и многоканальные. Из раздела 18.1 следует, что радиоканал состоит из аппаратуры и радиолинии.

*Одноканальной* называют РЭС ПИ, которая с помощью одной радиолинии обеспечивает одновременную передачу одного сообщения. Радиолиния может быть с открытым и закрытым распространением радиоволн. В каналах с открытым распространением используют среду распространения (атмосферу) и ряд приемно-передающих станций (радиорелейные линии), тропосферные линии, космические линии с использованием ИСЗ. В каналах с закрытым распространением электромагнитные волны распространяются по направляющим линиям: кабельным, проволочным, волноводным и т. д. В наше время все более широко используются оптические линии (волоконно-оптические линии связи). Нашли применение и гидроакустические линии.

Системы передачи разных дальностей действия отличаются главным образом видом модуляции, диапазоном рабочих частот и мощностью передатчика, что приводит к отличиям в аппаратуре выходных устройств. Кроме того, во многих РЭС ПИ предусматривается передача как аналоговой, так и дискретной информации. Поэтому в каждом конкретном случае используются соответствующие модели.

Рассмотрим типовые образцы построения одноканальных РЭС ПИ.

### 18.4 Системы радиосвязи

Типовым примером одноканальной РЭС ПИ является система радиосвязи для гражданской авиации. Эта система предназначена для обмена информацией между пунктами управления (аэродромами) и самолетами, а также между разными аэропортами и специальными службами (служба погоды, транзитных перевозок). Дальность связи в таких системах может составить от 1...2 км в районе аэропорта и до 10000 км и больше на межконтинентальных трассах.

Ограниченность потока сообщений и очередность их передачи позволяют обходиться одноканальной системой, действующей в симплексном режиме. Напомним, что симплексный режим позволяет обес-

печатать одновременно лишь одно направление связи. Одноканальная система должна обеспечить связью из одного пункта управления (ПУ) около трехсот самолетов для региональной системы и до десяти, непосредственно находящихся в зоне обслуживания одного диспетчера. Характер сообщений в такой системе — это речевые сообщения (команды, распоряжения, данные о погоде, о запасе топлива, количестве пассажиров и т. д.), а также дискретные сообщения (данные и телеграммы). В наземных пунктах и на борту сообщения получают диспетчеры, операторы, пилоты на слух и записываются на магнитные носители.

Главная особенность авиационной одноканальной системы состоит в том, что пользователи и источники информации размещаются на борту самолета. Это накладывает ограничения на размеры антенны, массу и габариты бортовой радиоэлектронной аппаратуры. Кроме того, эта аппаратура не может быть размещена рядом с оператором (летчиком) и требует дистанционного управления ею с малогабаритных пультов. У оператора много других функций, что также требует максимального упрощения управления, создания автоматических систем радиообмена с Землей. К аэродромным приемо-передающим станциям, расположенным на Земле, такие требования не предъявляются.

На высотах полета в пределах прямой видимости (примерно 300 км на высоте 10000 м и 100 км на высоте 1000 м) в авиации для связи используется диапазон частот в пределах 118...135 МГц.

*Система связи на очень высоких частотах* используется для оперативной связи и управления движением на трассе и в зоне аэропорта. Эта система одновременно используется многими аэродромами, поэтому в ней применяется частотное разделение каналов, что обеспечивает независимое проведение сеансов радиосвязи. Упрощение бортовой аппаратуры не способствует высокой стабильности и точности настройки частоты, поэтому сетка частот разбита на интервалы по 25 кГц и переход на другую рабочую частоту проводится в рабочем режиме оператором. В бортовом передатчике мощностью 5...20 Вт используется амплитудная модуляция сигнала, бортовой приемник построен по супергетеродинной схеме. Общая масса приемопередатчика достигает 5...10 кг. В качестве антенны используется обтекаемый штырь длиной до 40 см или часть фюзеляжа.

Наземная приемо-передающая станция может быть такой же, как на борту самолета. Основное отличие состоит в том, что антенну на Земле устанавливают на башне (шесте, унже) для обеспечения требуемой дальности действия. На станции, кроме того, устанавливают аппаратуру дистанционного управления, автоматического перехода в резерв, записи переговоров, пеленгации работающего бортового передатчика для контроля его положения и опознавания на экране индикатора РЛС.

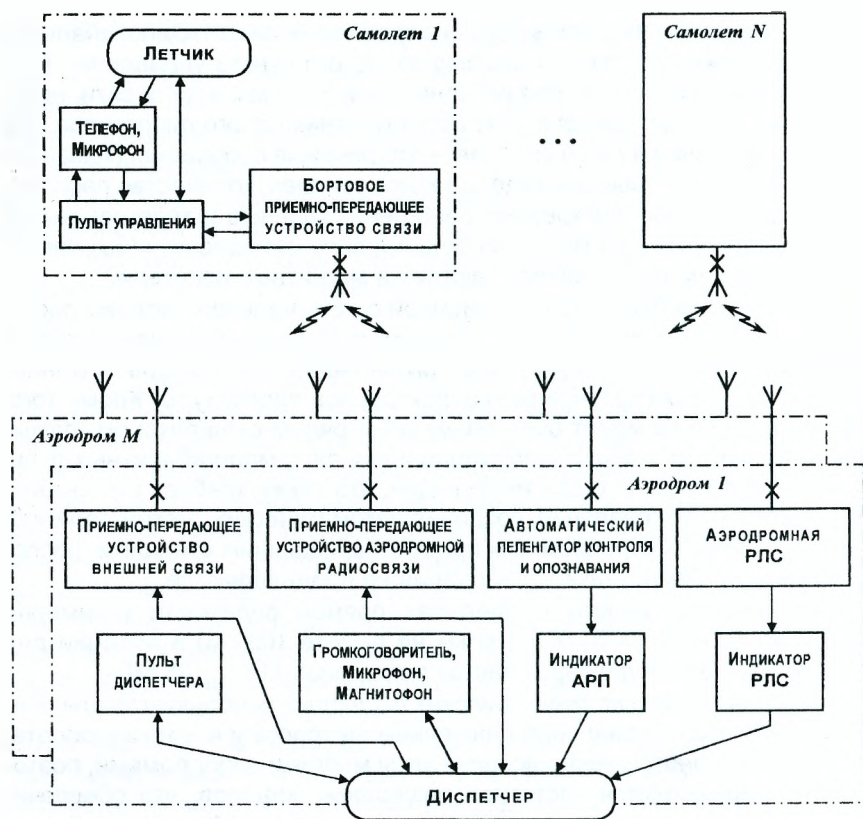


Рисунок 18.5

Принцип действия, информационные характеристики, помехозащищенность таких одноканальных РЭС ПИ на протяжении многих лет остаются без существенных изменений. Основные усилия конструкторов направлены на увеличение надежности, стабильности, уменьшения массогабаритных характеристик, удобство управления. Структурная схема одноканальной авиационной системы радиосвязи СВЧ-диапазона представлена на рисунке 18.5.

Каждый самолет ( $1 \dots N$ ) имеет свои позывные и номер, каждый аэродром ( $1 \dots M$ ) тоже имеет свои позывные, его приемно-передающее устройство аэродромной радиостанции связи работает на выделенной для него частоте. Кроме того, диспетчер обеспечен связью с другими аэродромами с помощью приемно-передающего устройства внешней связи. На схеме показаны также визуальные информаци-

онные каналы диспетчера (индикаторы аэродромной РЛС, индикатор автоматического пеленгатора), звуковые каналы (громкоговоритель, микрофон) и аппаратура документирования переговоров (магнитофон).

Таким образом, система связи с самолетами на СВЧ представляет собой сложный радиотехнический комплекс. Совокупность таких систем создает сеть связи гражданской авиации. Идеи, заложенные в систему связи гражданской авиации, используются с определенными особенностями и в военной авиации.

Для радиосвязи на большие расстояния используются короткие радиоволны при известных недостатках этого диапазона. Действительно, существенные ограничения в размерах антенной системы, массогабаритных характеристик бортового передатчика (50...100 кг при мощности 100...400 Вт), не позволяют использовать более низкие частоты.

*Коротковолновая система* связи предназначена для эпизодического контроля за полетом и состоянием самолета, оповещения о метеорологических погодных условиях, уточнения обстановки и т. д. Эта система также предусматривает передачу речевой информации. Кроме этого, на больших расстояниях используется код Морзе с приемом информации на слух. Такой режим связи обеспечивает информационный обмен при большом уровне помех с использованием довольно простой аппаратуры, аэродромная приемно-передающая аппаратура отличается от бортовой. В ней используются более мощные передатчики (до 1 кВт), приемники отличаются более высокой чувствительностью и частотной избирательностью. Аэродромные антенны КВ связи строятся достаточно большими для обеспечения надежной связи на большое расстояние.

## 18.5 Системы телевидения

Системы телевидения (ТВ) — это РЭС ПИ, которые предназначены для передачи и отображения на расстоянии оптических изображений. В зависимости от назначения различают системы *речевого* и *прикладного* телевидения. Последние используются в промышленности, в космических исследованиях и т. д.

В системах ТВ используется поэлементный принцип передачи изображения (картинки), сущность которого состоит в условном разделении передаваемого изображения на совокупность элементов; преобразовании информации каждого элемента в электрические сигналы; последовательной передаче сигналов с помощью линии связи; воспроизведению в приемнике изображения из сигналов.

В черно-белом ТВ в электрические сигналы преобразуется энергетический параметр — *яркость изображения*. В основу цветного телевидения положена особенность *трехкомпонентности* цветного видения

человека. Эта особенность состоит в том, что ощущение любого цветного тона можно получить путем сложения в определенной пропорции трех основных цветов: *красного*, *зеленого* и *синего*. Поэтому передача многоцветных изображений осуществляется путем разложения их на одноцветные в основных тонах. В приемнике многоцветное изображение создается как композиция трех одноцветных.

Отметим, что в речевом ТВ черно-белое изображение практически не используется. Даже не цветной фильм транслируется по изложенным выше принципам. Однако в прикладном ТВ черно-белое изображение используется очень широко, что объясняется прежде всего сравнительно низкими материальными затратами и простотой аппаратуры.

Цветное ТВ возникло как диалектический процесс развития черно-белого. В системе ТВ используется условие совместимости, т. е. прием цветных передач обеспечивается приемниками черно-белого изображения (без воспроизведения цветов) и наоборот, просмотр черно-белой трансляции обеспечивается телевизионным приемником цветного изображения без ухудшения качества. Более того, сооружения, которые строились для развертывания черно-белого ТВ, используют и в наши дни. Такая совместимость является следствием последовательности в технических решениях, в структуре используемых сигналов.

Телевизионное вещание ведется через сеть телевизионных центров и ретрансляторов. Современный центр ТВ — это сложный комплекс специальных сооружений, аппаратуры и оборудования, который предназначен для создания, хранения и передачи собственных программ или трансляции программ других телецентров.

В состав телецентра входят телевизионные студии со светотехническим оборудованием и передающей аппаратурой, телекинопроекторные аппараты, мощная телевизионная радиостанция, а также антенное устройство значительной высоты. Последнее имеет значение для увеличения дальности действия телецентра, т. к. в заданном диапазоне частот она определяется дальностью прямой видимости, которая зависит от высоты передающей и приемной антенн (10.1). Так, например, Останкинская башня в Москве имеет высоту более 500 м.

Для расширения зоны действия крупных телецентров используют маломощные ретрансляционные станции (часто необслуживаемые), а также спутниковые ретрансляторы (линии связи).

Система прикладного ТВ характеризуется тем, что за счет исключения излишней информации, снижения скорости, допуска мигания изображения, уменьшаются требования к ширине полосы частот и другим техническим параметрам. Вместе с отказом от цветного изображения существенно упрощается конструкция аппаратуры, улучшаются массогабаритные характеристики. Поэтому такие системы находят все

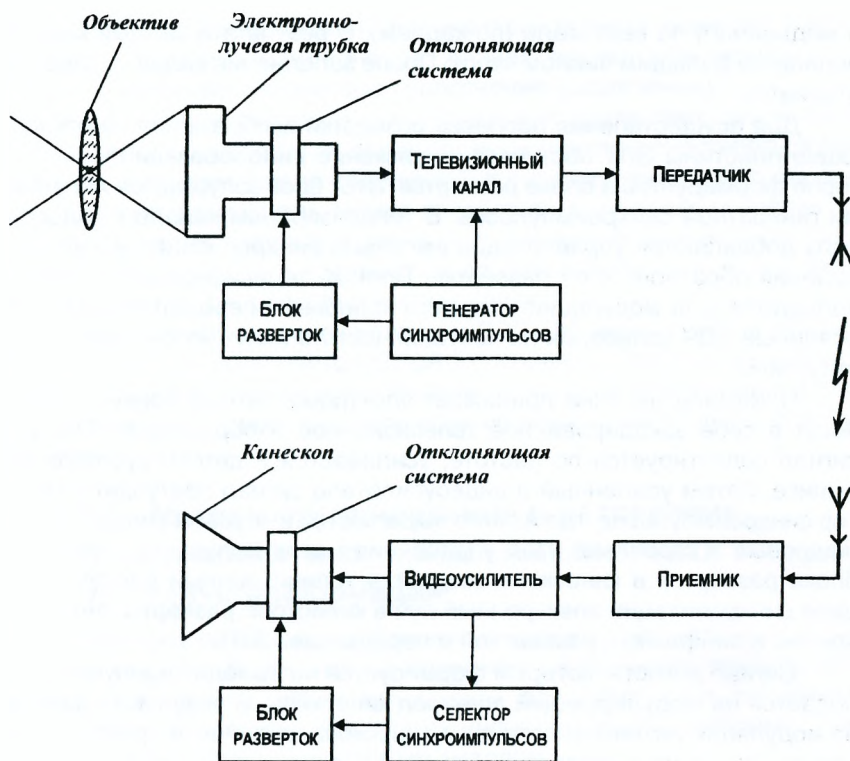


Рисунок 18.6

большее использование в войсках, на предприятиях и на складах для видеонаблюдения и охраны.

Рассмотрим вариант построения системы черно-белого ТВ (рисунок 18.6). Требуемое изображение попадает в объектив, с помощью которого оно проецируется на передающую электроннолучевую трубку (ЭЛТ). Сверхчувствительное фотоэлектрическое устройство ЭЛТ преобразует оптическое изображение в электронное. Это изображение разворачивается с помощью электронного луча, который последовательно пробегает все элементы экрана фотоэлектрического преобразователя. В каждый момент времени образуется сигнал, который пропорционален яркости элемента изображения и соответствует текущему положению луча. Из последовательности элементарных смежных сигналов создается непрерывный видеосигнал, который несет информацию о всем изображении. Развертка всей площади изображения осуществляется путем быстрого перемещения луча по горизонтали (по строкам)

и медленно по вертикали (по кадрам). В результате каждый кадр заполняется большим числом строк. После заполнения кадра процесс повторяется.

Для осуществления процесса развертки изображения на отклоняющие пластины ЭЛТ поступает напряжение пилообразной формы, которое формируется в блоке разверток. Этот блок запускается импульсами генератора синхроимпульсов. В телевизионном канале к видеосигналу добавляются управляющие импульсы синхронизации и импульсы гашения обратного хода развертки. Полный телевизионный сигнал используется для модуляции несущего колебания передатчика. Модулированные СВЧ колебания на несущей частоте излучаются передающей антенной.

Приемная антенна принимает электромагнитные волны, которые несут в себе закодированное телевизионное изображение. Принятый сигнал селектируется по частоте, усиливается и детектируется в приемнике. Затем усиленный в видеоусилителе сигнал поступает в селектор синхроимпульсов, где из него выделяются импульсы синхронизации (кадровые и строчные). Под управлением этих импульсов с помощью блока разверток в кинескопе создается телевизионный *растр*. Благодаря синхронизации электронный луч в кинескопе развертывается синхронно и синфазно с разверткой в передающей ЭЛТ.

Сигнал яркости, который формируется на выходе видеоусилителя, подается на модулирующий электрод кинескопа. В результате возникает модуляция интенсивности луча кинескопа, а значит и яркость свечения люминофоров экрана кинескопа. На экране воссоздается изображение в черно-белом виде.

## 18.6 Основы построения многоканальных систем передачи информации

Во многих случаях из одного пункта в другой необходимо передавать одновременно много сообщений. В этих случаях используют многоканальные системы передачи информации, в которых уплотняют радиоканал, объединяют сообщения, образуют суммарное (групповое) сообщение или групповой сигнал. Групповым сигналом модулируется радиосигнал, который излучается и распространяется в пространстве. После приема, предварительной селекции и демодуляции выделяется групповой сигнал, который затем разделяется на отдельные сообщения. Последние отдельно поступают к конкретным получателям информации.

*Многоканальной* называют РЭС ПИ, в которой с помощью одной линии связи осуществляется одновременная и независимая передача сигналов между несколькими парами корреспондентов. Использование



общей линии для обеспечения многоканальной связи называют *уплотнением* или *разделением* каналов. Аппаратуру, которая используется при этом, называют аппаратурой уплотнения (разделения).

Уплотнение и разделение сообщений представляет собой сложную теоретическую и практическую задачу и может осуществляться различными методами. Число сообщений, которое одновременно передают в системе радиосвязи, может колебаться в широких пределах, от 2...5 на высоких частотах и таких, которые используют ионосферное рассеивание, 10...100 в телеметрии, до 2000 и больше на магистральных каналах в радиорелейных линиях связи.

При построении многоканальных РЭС ПИ задача надежного разделения сообщений является одной из основных. Разделение каналов должно осуществляться таким образом, чтобы для любого канала влияние помех от действий сигналов всех остальных каналов было минимальным.

## 18.7 Методы группирования и разделения сообщений в многоканальных системах передачи информации

Различают линейные и нелинейные методы группирования и разделения каналов. В системах с *линейным разделением* каналов разделение сигналов в отдельные каналы осуществляется линейными устройствами с постоянными или изменяющимися параметрами. Другие случаи относятся к нелинейным методам.

Линейные методы получили более широкое распространение, поэтому остановимся на них более детально. В случае использования линейных методов разделения операция уплотнения каналов обычно является линейной. Она состоит в сложении канальных сигналов  $x_k(t, \lambda)$ , содержащих сообщения  $\lambda_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, N$ . Групповой сигнал при этом можно записать в следующем виде

$$x_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N x_k(t, \lambda).$$

Канальный сигнал можно представить в виде произведения коэффициента  $C_k(\lambda_k)$  и некоторой функции  $f_k(t, \lambda_k)$

$$x_k(t, \lambda_k) = C_k(\lambda_k) f_k(t, \lambda_k).$$

Тогда

$$x_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^N C_k(\lambda_k) f_k(t, \lambda_k).$$

Разделение каналов на приемной стороне осуществляется  $N$  линейными избирательными устройствами, каждое из которых выделяет соответствующий сигнал из группового. Введем оператор  $L_k$ , который описывает действие  $k$ -го линейного избирательного устройства. Тогда в случае отсутствия влияния на все остальные каналные сигналы операцию определения каналов можно записать

$$L_k \{x_{\Sigma}(t)\} = L_k \left\{ \sum_{i=1}^N C_i(\lambda_i) f_i(t, \lambda_i) \right\} = \sum_{i=1}^N L_k \{C_i(\lambda_i) f_i(t, \lambda_i)\} = \begin{cases} C_k(\lambda_k) f_k(t, \lambda_k), & i = k, \\ 0, & i \neq k. \end{cases}$$

Необходимым и достаточным условием линейного разделения является линейная независимость канальных сигналов. Ни один из таких сигналов нельзя представить в виде линейной комбинации других канальных сигналов. Это означает, что выражение

$$\sum_{i=1}^N C_i(\lambda_i) f_i(t, \lambda_i) = 0$$

имеет место лишь при равенстве нулю всех коэффициентов  $C(\lambda)$ .

Структурная схема многоканальной РЭС ПИ с линейным уплотнением и разделением каналов представлена на рисунке 18.7. Сообщения  $\lambda$  от источников сообщений поступают на каналные модуляторы, в которых осуществляется модуляция параметров сигналов, формируемых генератором линейно независимых функций. Уплотнение каналов осуществляется в сумматоре  $\Sigma$ . Групповой сигнал  $x_{\Sigma}(t)$  модулирует несущее колебание генератора в модуляторе. Усиление мощности осуществляется в каскадах передатчика.

Принятый радиосигнал преобразуется в линейной части приемника. Затем осуществляется его демодуляция в демодуляторе. Выделенный групповой сигнал  $\hat{x}_{\Sigma}(t)$  с шумом подается на линейные устройства, которые с помощью генератора вспомогательных колебаний осуществляют разделение канальных сигналов. Канальные сигналы  $x_k(t, \lambda_k)$  демодулируются в канальных демодуляторах, в результате чего выделяются сообщения  $\hat{\lambda}_k(t)$ . В случае линейного уплотнения и разделения каналов канальные сигналы формируют так, чтобы они создавали ансамбль ортогональных каналов. Это непосредственно вытекает из возможности приведения системы линейно независимых функций путем линейных преобразований к системе ортогональных функций. Для ортогональных функций на интервале  $[0, T]$  имеет место условие

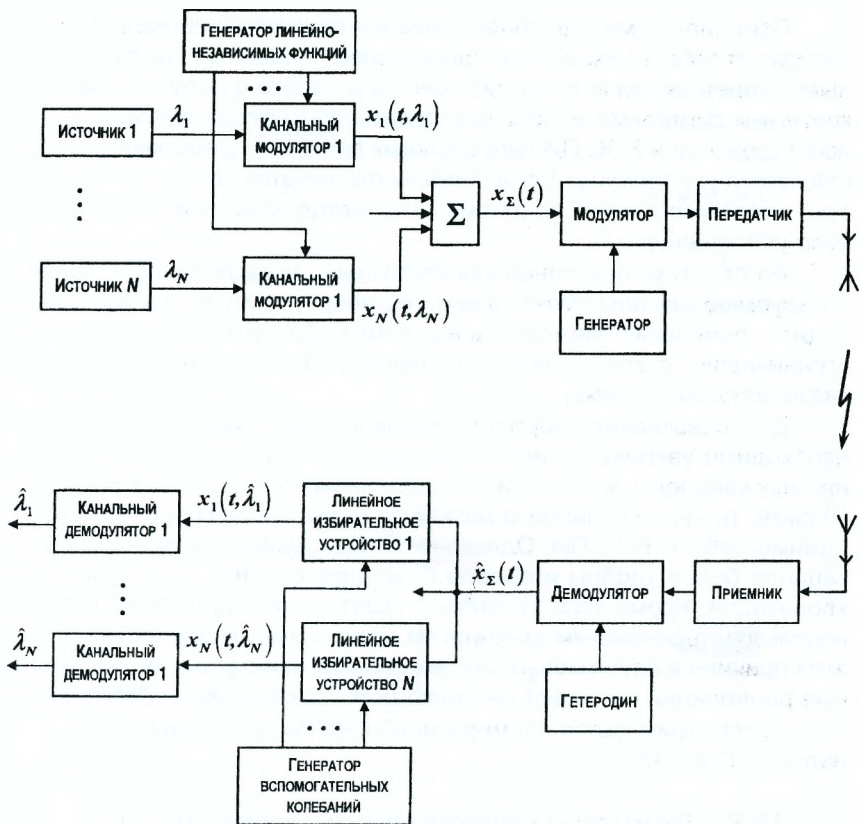


Рисунок 18.7

$$\int_0^t x_i(t, \lambda_i) x_j(t, \lambda_j) dt = \begin{cases} C, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases}$$

где  $C = \text{const}$ ,  $C \neq 0$ .

Таким образом, какой-либо ансамбль ортогональных сигналов можно использовать в качестве канальных сигналов в системе с линейным уплотнением и разделением каналов. На практике используются следующие ансамбли ортогональных сигналов: последовательности неперекрывающихся во времени импульсов; сигналы с неперекрывающимися спектрами; сигналы, сформированные на основе систем ортогональных тригонометрических функций; функций Уолша, полинома Лежандра, Чебышева и т. д.

Принципы и методы формирования группового сигнала в РЭС ПИ зависят от того, в каком виде представлен начальный сигнал: импульсным, непрерывным или дискретным. При работе с импульсными и дискретными сигналами используют *временной метод уплотнения*. При использовании в РЭС ПИ непрерывных сигналов применяют *метод частотного уплотнения*. Если сигналы отличаются по форме, то используют метод уплотнения по форме. Этот метод называют *методом кодового уплотнения*.

На практике при линейном уплотнении и разделении каналов используемые сигналы имеют некоторую неортогональность, которая приводит к появлению межканальных помех. Для уменьшения их уровня ограничивают степень неортогональности. Такие сигналы называются *квазиортогональными*.

Для повышения скорости передачи информации по радиолинии необходимо увеличить число каналов. Если обеспечить работу уплотняемых каналов в некотором определенном порядке, т. е. в синхронном режиме, то число каналов может быть большим, чем при асинхронном режиме работы РЭС ПИ. Однако системы с синхронным уплотнителем каналов более удобны и просты благодаря отсутствию устройств синхронизации. Кроме того, групповой тракт асинхронной РЭС ПИ может использоваться каждым источником независимо от других каналов. По этой причине в спутниковых системах связи асинхронные многоканальные радиолинии называют *радиолиниями со свободным доступом*.

Рассмотрим далее примеры наиболее распространенных многоканальных РЭС ПИ.

## **18.8 Примеры построения многоканальных систем передачи информации**

В *системах с частотным разделением каналов* в качестве ансамбля одноканальных сигналов используется совокупность сигналов, в которых не перекрываются частотные спектры.

Пусть с помощью многоканальной РЭС ПИ необходимо передать  $N$  телефонных сообщений. Согласно принятому стандарту одно такое сообщение занимает полосу частот 4 кГц. Понятно, что эти сообщения нельзя просто сложить, так как при этом будет утрачена информация от каждого абонента. Необходимо их преобразовать так, чтобы сохранить сообщения, но каждое из них поместить на соответствующем участке спектра частот.

В приемной части РЭС ПИ деление каналов осуществляется набором частотных фильтров, каждый из которых способен пропустить лишь спектр частот, который соответствует только конкретному каналному сигналу. На рисунке 18.8 представлена структурная схема мно-

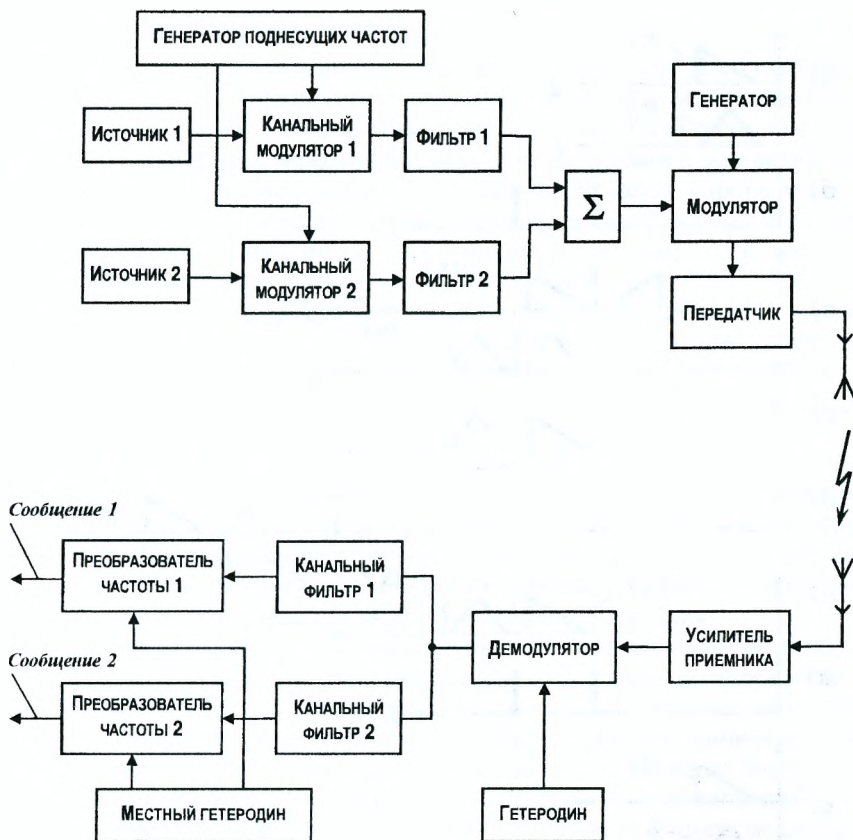


Рисунок 18.8

гоканальной РЭС ПИ с частотным разделением каналов для  $N = 2$ . На рисунке 18.9 показаны спектры  $g$  двух телефонных сообщений. Для наглядности они выбраны разной формы. На рисунке 18.9,б представлена сетка поднесущих частот. С помощью этих частот в канальных модуляторах осуществляется перенос спектров (рисунок 18.9,в). Затем канальные сигналы подаются на частотные фильтры с прямоугольной АЧХ и полосой пропускания  $\Pi = 4$  кГц. За счет фильтрации выделяются лишь верхние боковые полосы частот (рисунок 18.9,г). Групповой сигнал, сформированный в сумматоре  $\Sigma$ , переносится на несущую частоту  $f_0$ . Для этого в схеме предусмотрен генератор и модулятор. В передатчике подавляется нижняя боковая полоса группового сигнала и несущей

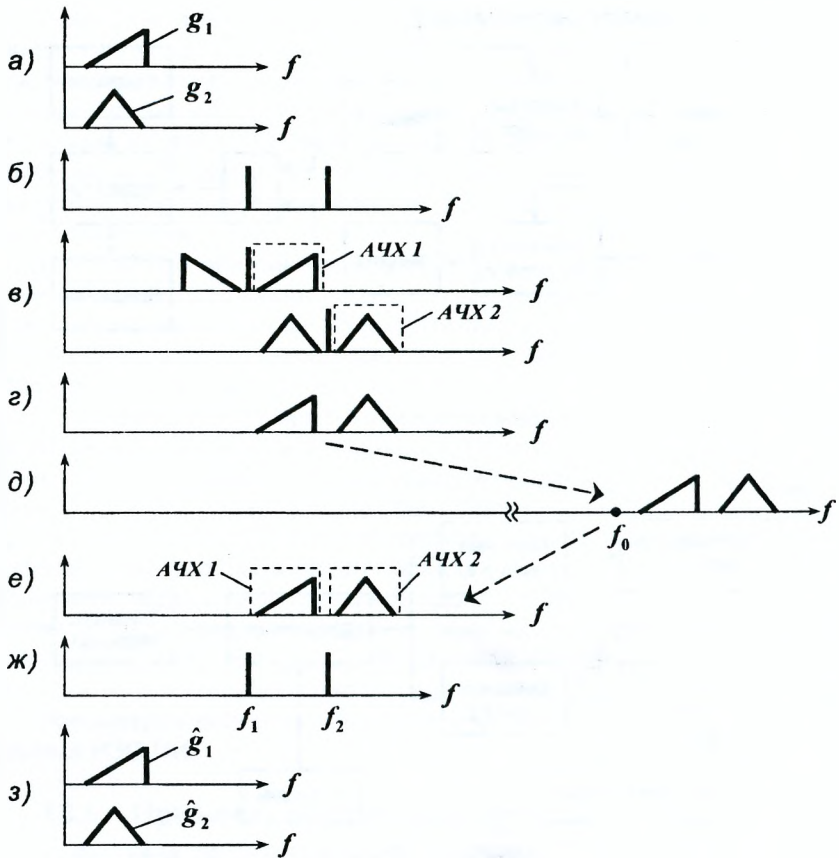


Рисунок 18.9

частоты  $f_0$ . Усиленный групповой сигнал на верхней боковой полосе (рисунок 18.9,д) излучается передающей антенной.

На приемной стороне после усиления осуществляется перенос спектра группового сигнала на промежуточную частоту с помощью демодулятора (рисунок 18.9,е). Далее сигнал поступает на каналные фильтры, которые распределяют сигналы по своим каналам. После этого с помощью сетки частот местного гетеродина (рисунок 18.9,ж), спектры сигналов переносятся на низкую частоту (рисунок 18.9,з). Полученные оценки спектров сигналов  $\hat{g}_1$ , и  $\hat{g}_2$  поступают к каждому получателю информации (абоненту телефонной сети).

Понятно, что с ростом количества сообщений в многоканальной РЭС ПИ растет ширина спектра группового сообщения. Для получения необходимого отношения сигнал/шум надо повышать мощность передатчика в сравнении с той, которая нужна для передачи одного из них.

В соответствии с международными соглашениями в диапазоне частот 60...108 кГц размещается 12 телефонных каналов. Сформированная таким образом двенадцатиканальная группа (К-12) называется первичной группой. Из первичных групп могут формироваться вторичные группы (шестидесятиканальные К-60) в полосе частот 312...552 кГц. Для передачи такого группового сигнала по кабельной линии его переносят в полосу частот 12...252 кГц. Аналогично из вторичных групп могут формироваться группы более высокого уровня: К-120 (120 каналов, 10 групп), К-300 (300 каналов, 25 групп), К-1920 (1920 каналов, 160 групп).

Как видно из вышесказанного, каналоформирующая аппаратура отличается достаточной сложностью. Действительно, использование большого количества фильтров, преобразователей частоты как на передающей, так и на приемной стороне предъявляют жесткие требования к точности их изготовления, стабильности работы, что требует квалифицированного и своевременного обслуживания аппаратуры.

*Системы с временным разделением каналов* в основном используют импульсные сигналы. Использование импульсных сигналов позволяет достаточно просто реализовать временное разделение сигналов. В случае передачи большого числа сообщений одним радиоканалом необходимо выбрать временные интервалы таким образом, чтобы перемещение импульсов под влиянием сообщений не мешали отдельной передаче (организации во времени). При этом импульсы от разных сообщений не будут перекрываться. Тогда простым сложением импульсов многих подканалов можно сформировать групповой сигнал. На приемной стороне, на базе каскадов совпадения и сетки стробирующих импульсов можно разделить импульсы на подканалы. После демодуляции отдельные сообщения используются каждым из абонентов.

Рассмотрим один из методов формирования канальных сигналов в системе с временным разделением каналов. На рисунке 18.10 приведена структурная схема РЭС ПИ с временным разделением каналов, в которой информация от двух абонентов заложена в значениях напряжений в каждый момент времени. Канальные сигналы, которые образуются из напряжения первого сообщения, не совпадают во времени с канальными сигналами, формируемыми из напряжения второго сообщения (рисунок 18.11). То есть в системе происходит периодическое подключение каждого источника к линии связи на короткий интервал времени. Частота подключения выбирается из условия последующего качественного восстановления непрерывного сообщения по его дискретным

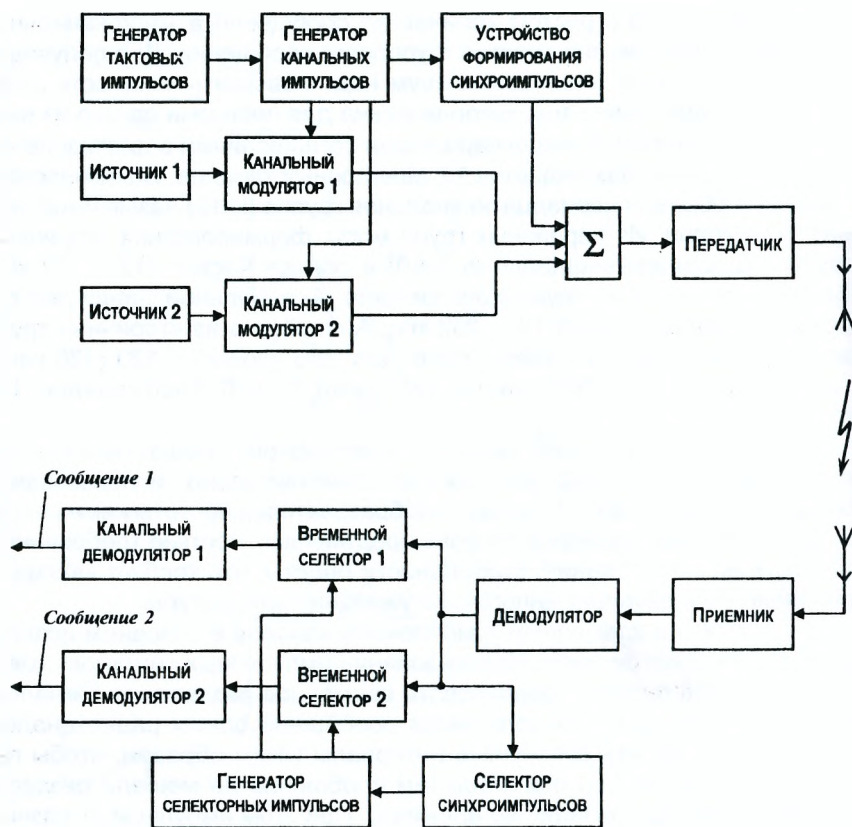


Рисунок 18.10

выборкам. Последнее выполняется на основании теоремы Котельникова, однако частоту дискретизации выбирают с некоторым запасом для надежного восстановления сигнала. Носителем информации в каждом канале является последовательность импульсов (рисунок 18.11,б).

Генератор канальных импульсов вырабатывает периодические последовательности импульсов, необходимые для работы канальных модуляторов. Эти импульсы модулируются по амплитуде в канальных модуляторах управляющим напряжением, которое поступает от источника информации (рисунок 18.11,а). Образованные каналные сигналы не перекрываются во времени (рисунок 18.11,б). Для обеспечения разделения каналов устройство формирования синхроимпульсов на передающей стороне вырабатывает синхроимпульсы, параметры которых отличаются от параметров канальных импульсов, а период повторения



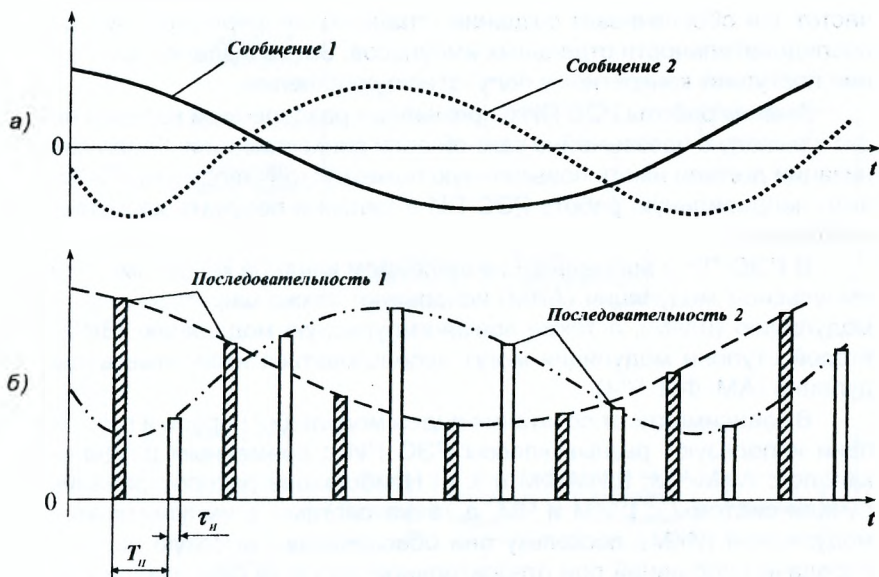


Рисунок 18.11

совпадает с их периодом  $T_n$ , т. е. с периодом повторения соответствующих канальных импульсов. С помощью сумматора обеспечивается объединение канальных импульсов от обоих источников и синхроимпульсов. Суммарная последовательность подается на передатчик, где происходит импульсная модуляция несущих колебаний частоты  $f_0$  и усиление образованных радиоимпульсов. Далее следует излучение радиосигналов. Синхронизацию работы всей системы обеспечивает генератор тактовых импульсов.

На приемной стороне происходит прием последовательности радиоимпульсов. Усиленный сигнал поступает на демодулятор, на выходе которого образуется импульсная последовательность группового сигнала. Селектор синхроимпульсов выделяет из этой последовательности синхроимпульсы, которые обеспечивают работу генератора селекторных импульсов. Разделение канальных импульсов осуществляется временными селекторами, на которые поступают с одной стороны групповой сигнал, с другой — селекторные импульсы. В случае совпадения по времени канального и селекторного импульсов временной селектор пропускает канальный импульс на вход соответствующего канального демодулятора. В качестве последнего используется фильтр низких

частот. Он обеспечивает создание «гладкой» непрерывной функции из последовательности отдельных импульсов. Затем выделенное сообщение поступает конкретному получателю сообщения.

Анализ работы РЭС ПИ с временным разделением каналов приводит к выводу о чрезвычайно важной роли синхронизации. Канал синхронизации должен иметь повышенную помехоустойчивость, чтобы исключить неправильную работу РЭС ПИ в целом и получить качественную информацию.

В РЭС ПИ с временным разделением каналов кроме амплитудно-импульсной модуляции (АИМ) используют также широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), а также время-импульсную модуляцию (ВИМ). На второй ступени модуляции могут использоваться известные виды модуляции (АМ, ФМ, ЧМ).

В зависимости от сочетания видов модуляции первой и второй ступени используют разные классы РЭС ПИ с временным разделением каналов: АИМ-ЧМ; ШИМ-ФМ и т. д. Наибольшее распространение получили системы с ШИМ и ЧМ, а также системы с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ), поскольку они обеспечивают высокую надежность передачи сообщений при относительной простоте реализации аппаратуры.

## 18.9 Цифровые многоканальные РЭС передачи информации

Цифровые методы передачи информации нашли широкое применение во всех видах РЭС, в том числе в РЭС ПИ. В цифровых системах используют разные методы преобразования аналоговых сообщений в цифровую форму. Наибольшее распространение получили на практике импульсно-кодовая модуляция (ИКМ) и дельта-модуляция (ДМ). При этом реализуются системы, как с частотным, так и с временным разделением каналов.

Рассмотрим структурную схему цифровой многоканальной РЭС ПИ с ИКМ и временным разделением каналов (рисунок 18.12). Ограничим число каналов ( $N = 2$ ). На передающей стороне сообщение от источника подается на устройство канальной дискретизации. Дискретизация по времени производится с частотой, задаваемой распределителем канальных импульсов. Отсчеты канальных сигналов сдвинуты во времени на канальный интервал  $t_k = T_n/N$ , где  $T_n$  — период повторения канальных импульсов,  $N$  — количество каналов.

На выходе сумматора 1 ( $\Sigma 1$ ) создается групповой сигнал с АИМ, который далее кодируется в кодере. В результате формируется  $m$  — разрядная кодовая группа. Выбор группы производится с одновременным квантованием отсчетов по уровню. Управление кодером осуществ-

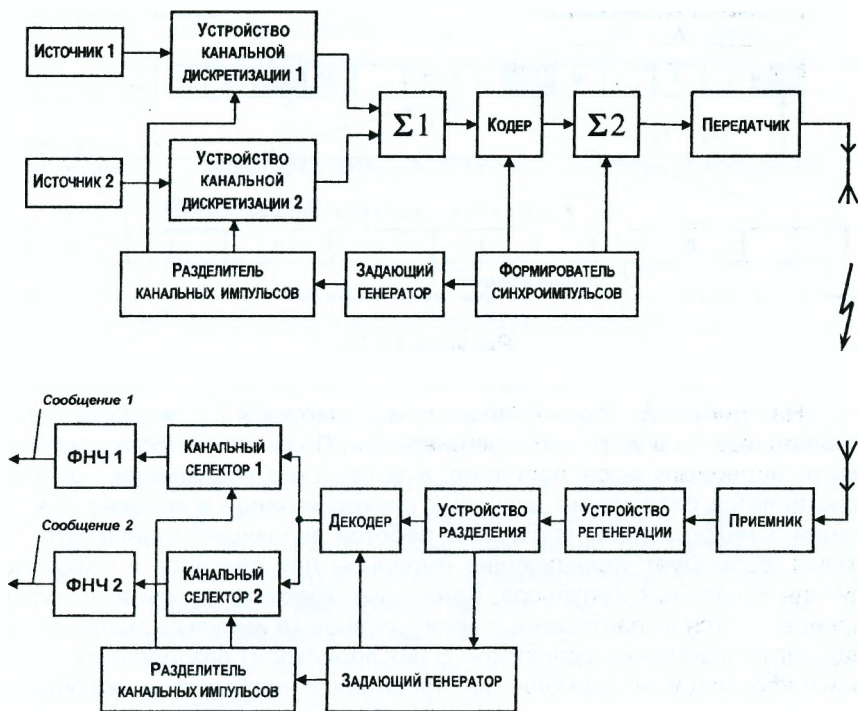


Рисунок 18.12

ляется импульсами, которые вырабатываются в формирователе хронизирующих импульсов. Формирователь обеспечивает также второй сумматор сигналами цикловой синхронизации. Эти сигналы совместно с ИКМ сигналом создают двоичную последовательность импульсов, каждый цикл которой имеет длительность  $T_{ц} = T_{п}$ .

Структура цикла  $N$ -канальной РЭС ПИ с импульсно-кодовой модуляцией для случая восьмиразрядной кодовой группы ( $m = 8$ ) приведена на (рисунок 18.13). Один из канальных интервалов отводится для передачи синхроимпульсов, поэтому общее количество канальных интервалов  $t_k$  в цикле равно  $N + 1$ . Задающий генератор обеспечивает формирование хронизирующих импульсов и выходных импульсов разделителя канальных импульсов.

Сформированная двоичная последовательность импульсов с выхода второго сумматора ( $\Sigma 2$ ) поступает на передатчик, где обеспечивает создание импульсной последовательности радиоимпульсов на рабочей частоте. Сформированный сигнал излучается передающей антенной.

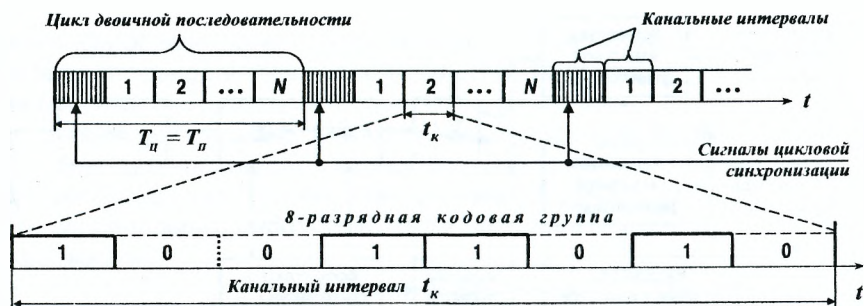


Рисунок 18.13

На приемной стороне сигнал демодулируется в приемнике и восстанавливается в устройстве регенерации. Полученная последовательность видеоимпульсов поступает в устройство разделения, где осуществляется разделение цикловых синхросигналов и кодовых комбинаций. Синхросигналы управляют работой задающего генератора, который формирует управляющие импульсы для декодера и распределителя канальных импульсов. Канальные кодовые группы в декодере превращаются в квантованные многоуровневые импульсы, которые попадают на канальные селекторы. В них происходит разделение канальной информации во времени. Восстановление непрерывных сообщений в каналах осуществляется с помощью фильтров нижних частот (ФНЧ).

Полоса частот группового тракта такой РЭС ПИ определяется тактовой частотой

$$F_T = \frac{(n + K)m}{T_n},$$

где  $K$  — число каналов, выделяемых для передачи синхросигналов, а также служебных и управляющих сигналов,  $m$  — число разрядов в кодовых группах. Например, в 30-канальной системе передачи речевых сообщений с полосой 0,3...3,4 кГц необходима частота дискретизации  $F_n = 1/T_n = 8$  кГц, т. е. длительность цикла  $T_n = T_n = 125$  мкс. Для количества каналов РЭС  $N = 30$ , количество служебных каналов  $K = 2$ , имеем  $N_{\Sigma} = N + K = 32$ . Тогда при числе разрядов в кодовых группах  $m = 8$  тактовая частота  $F_T = 2048$  кГц.

Таким образом, первичная тридцатиканальная группа (ИКМ-30) рассчитана на скорость передачи цифрового сигнала  $B = 2048$  кБит/с. Это обеспечивается скоростью обмена в одном канале 64 кБит/с. Вторичная 120-канальная группа (ИКМ-120) складывается из четырех первичных ИКМ-30 и рассчитана на скорость передачи цифрового сигнала  $B = 8448$  кБит/с.

Цифровое телевидение рассчитано на частоту дискретизации  $F_n = 12,672$  МГц, что обеспечивает скорость передачи телевизионного сигнала  $B = 114,048$  Мбит/с.

## 18.10 Перспективы развития систем передачи информации

Современные и перспективные РЭС ПИ должны обеспечить одновременной связью большое количество стационарных и движущихся объектов, размещенных в пространстве случайным образом. В силу этих причин перспективными являются *многостанционные РЭС ПИ*. В таких системах необходимо обеспечить многостанционный доступ в общий канал связи. При этом корреспонденты независимо передают и принимают информацию тогда, когда возникает такая необходимость.

В перспективе возникает потребность в слиянии проводных линий связи с линиями мобильной радиосвязи движущихся объектов. Будет создана объединенная информационная линия радиопроводной персональной связи. Развитие систем подвижной связи сосредоточилось в двух направлениях: построение систем с большой зоной обслуживания (*радиально-зоновых систем*) и небольшой «сотовой» структуры РЭС ПИ — *сотовых систем подвижной связи* (ССПС). Последние получили более широкое распространение.

ССПС прошли путь развития, включающий *четыре* поколения. Не останавливаясь на достоинствах и недостатках каждого из них, отметим, что дальнейшей перспективой развития ССПС является разработка системы *четвертого* поколения, одним из требований к которой считается рост скорости передачи информации до 10 Мбит/с.

Дальнейшее развитие получают системы спутниковой связи. Основные направления развития таких систем состоят в построении *глобальных низкоорбитальных систем* связи. Они позволяют организовать линии спутниковой связи непосредственно с персональными телефонами, у которых, как известно, используются ненаправленные антенны. Запуск же спутника на низкую орбиту дешевле и проще, чем запуск геостационарного спутника.

Перспективной является система спутниковой связи Iridium (США), которая включает 66 спутников. Суммарная мощность передатчиков в направлении на наземную абонентную станцию 120 кВт. Количество каналов связи на одном ИСЗ — 2500. В системе используются временные и частотные методы разделения сигналов. Диапазон используемых частот составляет: в направлении «наземная станция-ИСЗ» 1610,0...1626,5 МГц, в обратном направлении — 2483,5...2500,0 МГц.

Спутниковые системы связи широко используются для телевизионной трансляции. Так, в СНГ функционируют системы телевизионного вещания Орбита, Экран, Москва.

Получают развитие и *региональные* спутниковые системы разного назначения.

## 19 Основы построения РЭС управления

### 19.1 Общие сведения о РЭС управления

Системы радиопередачи — это радиотехнические системы, предназначенные для управления движением объектов на основе использования радиоэлектронных средств извлечения, передачи и обработки информации. К объектам управления относят беспилотные и пилотируемые самолеты, ИСЗ, космические аппараты, ракеты, крылатые ракеты и т. д.

В системе радиопередачи объект управления и его радиотехническая аппаратура тесно связаны между собой. Свойства системы формируются совместно с объектом управления. В системе проявляется результат управления, определяется наличие отклонения состояния объекта от требуемого (наличие рассогласования, ошибки). Система управления формирует управляющее воздействие, которое минимизирует появляющиеся ошибки.

При синтезе, анализе и исследовании РЭС управления радиотехнические средства, входящие в состав системы, рассматриваются как радиоэлементы замкнутого контура. В этот контур входят также звенья, отображающие объект управления и его реакцию на управляющее воздействие. Последнее влияет на принципы построения РЭС, требования к ним, конструкцию аппаратуры, использование и техническое обслуживание. В некоторых случаях РЭС управления рассматривают как совокупность систем радиолокации и радиосвязи. Однако это не простая сумма средств, а, в соответствии с системотехническим подходом, качественно новый класс РЭС.

В настоящее время задача управления может формулироваться значительно шире, чем вытекает из определения систем радиопередачи. Речь идет об *автоматизированных системах управления (АСУ)* производством, комплексами гражданского и военного назначения, воздушным движением, космическими комплексами и т. д.

Неотъемлемой составляющей таких АСУ является электронная вычислительная машина (ЭВМ) или спецвычислители, отдельные микропроцессоры и разнообразные элементы цифровой техники. В особо важных случаях функционирование такой системы осуществляется без вмешательства оператора (в чем проявляется смысл автоматической системы). На практике часто в одной системе управления объединяют оба подхода: система управления может работать как в режиме автоматизированной системы управления, так и в режиме автоматической системы управления. Часто предусматривается переход на ручное управление, например, в сложных условиях стыковки космических аппаратов.

Рассмотрим функционирование таких систем на примере управления воздушным движением.

*Автоматизированная система управления воздушным движением* (АСУ ВД) предназначена для обеспечения безопасных полетов большого количества воздушных судов (самолетов и вертолетов).

Организация управления воздушным движением представляет собой чрезвычайно сложную задачу. Это связано с рядом факторов: наличием развернутой системы аэродромов, большим количеством внутренних и международных трасс, числа и типов самолетов и вертолетов, потребностью перевозки огромного количества людей и грузов, обеспечением безопасных полетов, надежного навигационного сопровождения.

Наличие АСУ ВД в таких условиях повышает эффективность управления воздушным движением, снижает нагрузку на диспетчерские службы, что также повышает безопасность полетов. Воздушное пространство делят, обычно, на зоны трассовых полетов и зоны аэродромов. В силу значительной протяженности трасс в АСУ ВД сочетаются принципы централизованного и децентрализованного управления. В таких системах предусмотрена сеть центров управления воздушным движением: главный центр (ГЦ), зональные центры (ЗЦ), районные центры (РЦ). Они непосредственно связаны с аэродромами взлета (АВ) и аэродромами посадки (АП).

Главный центр решает задачу долгосрочного планирования и оперативного перепланирования полетов по данным зональных центров и заявкам, поступающим в ГЦ. Он также распределяет задачи зональным и районным центрам. В звеньях районного центра, аэродромов взлета и посадки используются разные подсистемы РЭС: локационного, навигационного, метеорологического обеспечения полетов, информационного обмена с самолетами и вертолетами.

В автоматизированную систему управления поступает информация от трассовых, аэродромных (диспетчерских и посадочных) радиолокаторов, бортовых радиолокаторов воздушных судов, бортовых высотомеров, от доплеровских измерителей скорости и угла сноса, от радиолокаторов обзора летного поля, от наземной и бортовой аппаратуры дальней и ближней навигации и т. д. Только этот перечень показывает сложность задач, которые одновременно в реальном масштабе времени должны решаться АСУ ВД.



## 19.2 Основные понятия и определения

Остановимся на системах радиуправления летательных аппаратов (ЛА). Последние включают в себя управление движением ЛА, т. е. перемещением центра масс этого объекта и его поворотов вокруг центра масс.

Управление с перемещением центра масс ЛА называют *управлением полета*, а управление поворотами вокруг центра масс — *ориентацией*.

Пространственно-временное состояние ЛА характеризуется его положением в определенной системе координат, начало ее совпадает с дислокацией измерительного пункта или центром массы ЛА.

Рассмотрим пример действия системы уничтожения воздушного объекта противника (цели) с помощью ЛА. Обозначим совокупность координат цели  $\lambda_{ц}$ , а совокупность координат самого ЛА —  $\lambda_0$ . Тогда можно сказать, что цель управления состоит в выполнении условия

$$|\lambda_{ц} - \lambda_0| = |\Delta| < |\varepsilon|, \quad (19.1)$$

где  $\Delta$  — вектор рассогласования между положением цели и положением ЛА (объекта),  $\varepsilon$  — вектор допустимых рассогласований. Условие (19.1) достигается путем реализации следующих операций:

- получением информации о координатах цели  $\lambda_{ц}$ ;
- определение текущего состояния положения ЛА -  $\lambda_0$ ;
- расчетом текущего рассогласования  $\Delta$ ;
- осуществление управления объектом с целью обеспечения условия (19.1)

Последняя операция означает наличие в системе управления *обратной связи*. Закон создания сигнала рассогласования  $\Delta$  зависит от метода наведения ЛА и способа задания опорной (кинематической) траектории, в соответствии с которой происходит движение объекта.

*Кинематическая траектория* ЛА — это рассчитанный путь его движения до встречи с целью при идеальном выполнении закона управления. При этом ЛА, цель и пункт управления представляются в виде точек, которые расположены в центрах их масс.

*Динамическая траектория* учитывает инерционность ЛА и свойства систем управления. В силу этого динамическая траектория отличается от кинематической.

*Фактическая (реальная) траектория* ЛА создается за счет совместного действия внешних воздействий и помех во время управления.

Описанные траектории приведены на рисунке 19.1.

Каждый тип ЛА имеет свои технические характеристики, которые определяются его конструкцией и назначением (управляемые снаряды,



Рисунок 19.1

управляемые ракеты, истребители-перехватчики, космические аппараты). С учетом технических характеристик при нахождении нужной траектории используют разные критерии:

- минимум влияния ошибок в системе управления;
- минимум перегрузок (для истребителей);
- минимум затрат горючего (для космических аппаратов);
- простота конструкции.

В используемых системах управления применяют комбинацию из перечисленных критериев. Для конкретизации дальше будем рассматривать процесс наведения на цель ЛА типа управляемой ракеты.

### 19.3 Структурные схемы систем радиоуправления

Рассмотрение данного вопроса начнем с общей структурной схемы системы радиоуправления, которая приведена на рисунке 19.2. РЭС измерения обобщенных координат представляет собой радиолокатор следящего типа. Он обеспечивает измерение пространственно-временных координат (дальности, скорости, угловых координат) и реализацию первых двух операций из перечисленных выше: получение информации о координатах цели  $\hat{\lambda}_ц$  и определение текущего положения объекта  $\hat{\lambda}_0$ .



Рисунок 19.2

Такая РЭС может быть размещена как на пункте управления, так и на борту ЛА. Подобное размещение определяет различные способы радиоуправления. Система формирования и передачи команд осуществляет третью из перечисленных операций: получение текущего рассогласования  $\Delta$ . В результате ее выполнения вырабатывается команда  $u_k = f(\Delta)$ , которая связана с текущим рассогласованием

$$\hat{\Delta} = \hat{\lambda}_u - \hat{\lambda}_0.$$

В случае, когда команда  $u_k$  вырабатывается на Земле, для ее передачи на борт ЛА используется радиопередача, которая входит в состав системы радиоуправления.

В состав объекта управления входит автомат управления и стабилизации (автопилот) и устройства управления. Автомат стабилизации обеспечивает стабильный полет ЛА в отсутствие команд систем радиоуправления. Устройства управления — рули — обеспечивают изменения пространственной ориентации ЛА.

Таким образом, радиотехнические системы (РТС), входящие в состав РЭС управления, выполняют две основные функции:

- измерения координат цели и объекта;
- передачу и прием информации о координатах и командах управления.

Кроме того, имеется ряд вспомогательных радиосистем, которые решают такие задачи: обнаружения целей в заданной области пространства; выбор одной или нескольких целей в заданной области пространства; выбор одной или нескольких целей из обнаруженных; переход в режим измерения координат этих целей (захват); контроль параметров аппаратуры; отображение информации о состоянии аппаратуры ЛА и пункта управления.

Совокупность основных и вспомогательных радиосистем составляет (образует) *комплекс радиоуправления (КРУ)*.

По месту размещения аппаратура делится на *бортовой радиокomплекс* и *наземный радиокomплекс управления*.

По информационному признаку — месту получения, обработки и передачи информации и месту формирования команд различают РЭС:

- командного управления;
- радиотеленавещения;
- самонавещения;
- автономного радиоуправления.

Дадим краткий анализ этим системам.

## 19.4 Системы командного радиоуправления

В РЭС командного радиоуправления команды управления формируются на пункте управления, а затем передаются на борт ЛА с помощью командной радиолинии. В случае, когда координаты  $\lambda_c$  и  $\lambda_0$  измеряются на пункте управления, систему называют КРУ-1, когда координаты измеряются на борту ЛА — КРУ-2.

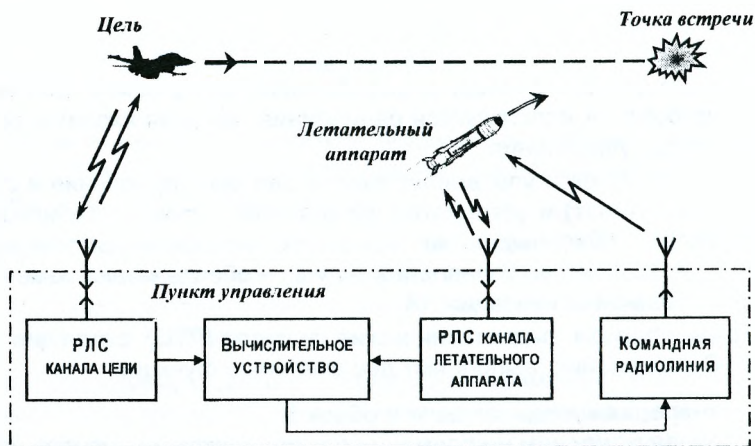


Рисунок 19.3

На пункте управления системы КРУ-1, как правило, размещены несколько радиолокаторов (рисунок 19.3). Один из них измеряет координаты цели  $\lambda_c$ , а другой — координаты ЛА  $\lambda_0$ . Эти радиолокаторы выдают оценки измеряемых координат на вычислительное устройство, формируют команды  $u_k$  в соответствии с выбранным методом наведения. С помощью командной радиолинии на борт ЛА передаются команды с пункта управления. На ПУ расположен передатчик командной радиолинии, а на ЛА — приемник. Принятые команды поступают на автопилот, который через рули воздействует на объект управления — ЛА.

Специфической задачей в командных системах наведения является выбор метода наведения (метода сближения ЛА и цели). Существует несколько методов наведения, однако наиболее целесообразным во многих случаях является метод *пропорционального сближения*. При этом методе ЛА наводится не на цель, а в упрежденную точку, в которой происходит встреча ЛА с целью.

Рассмотрим простой случай прямолинейного движения цели и идеальных маневренных свойствах ЛА. Метод пропорционального наведения в этом случае превращается в метод параллельного сбли-

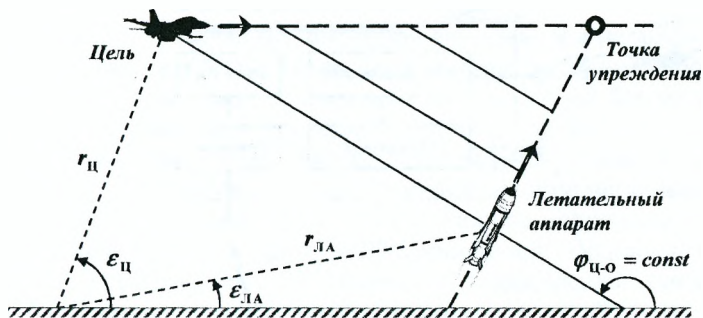


Рисунок 19.4

жения. Этот метод иллюстрируется на вертикальной плоскости (рисунок 19.4).

При параллельном сближении линии, соединяющие цель и ЛА, в любой момент времени параллельны между собой, т. е. имеют один и тот же угол относительно Земли. При этом угол наблюдения цели с ЛА  $\varphi_{ц0}$  относительно линии горизонта остается постоянным. Таким образом, рассогласование в движении ЛА в упрежденную точку проявляется в производной  $\frac{d\varphi_{ц0}}{dt}$ . Производная равна нулю в случае, если отклонений в движении ЛА нет. Эта производная непосредственно в системе не измеряется, но может быть рассчитана по данным измерений дальностей и углов места цели ( $r_{ц}, \varepsilon_{ц}$ ) и ЛА ( $r_{0}, \varepsilon_{0}$ ) обоими радиолокаторами.

На практике из-за ограниченных возможностей ЛА по маневрированию летательный аппарат движется в упрежденную точку по более сложной траектории в сравнении с рисунком 19.4. Однако обеспечение высокой точности наведения на маневрирующие цели определило широкое внедрение такого метода.

В системе КРУ-2 радиолокатор, измеряющий координаты цели, размещен непосредственно на борту ЛА (рисунок 19.5).

Информация об относительных координатах цели  $\lambda_{ц}/\lambda_0$  передается с помощью передатчика на пункт управления, где по принятым сигналам в системе формирования команд вырабатывается команда  $u_k$ . Команда формируется в соответствии с выбранным методом наведения и с помощью передатчика командной радиолинии передается на борт ЛА. В отличие от системы КРУ-1, рассматриваемая система имеет более сложное бортовое оборудование. Однако она может обеспечить наведение ЛА на цели, находящиеся на большом расстоянии относительно пункта управления.

Следует заметить, что в системе КРУ-2 в качестве бортового локатора может использоваться телевизионная или инфракрасная камера.



Рисунок 19.5

## 19.5 Системы радиотеленавещения

В системах радиотеленавещения (РТН) команды формируются непосредственно на борту ЛА. На рисунке 19.6 приведена структурная схема РЭС радиотеленавещения.

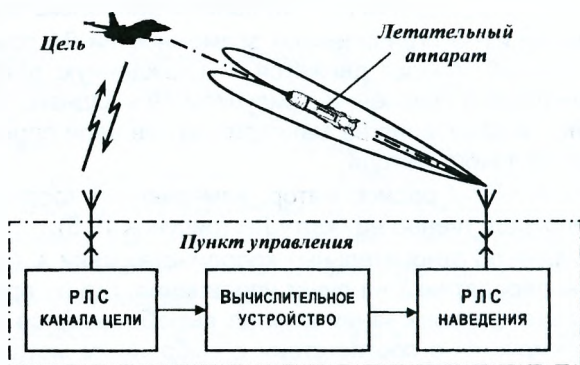


Рисунок 19.6

На пункте управления находится радиолокатор цели, обеспечивающий измерение ее координат. Полученная информация поступает на вычислительное устройство, которое рассчитывает в реальном масштабе времени упрежденное значение координат цели  $\lambda_{ц.уп}$ . РЛС наведения

ЛА формирует сложную ДН, в которой есть равносигнальное направление (РНС) (рисунок 19.6). Такая ДН формируется путем использования нескольких антенн, либо сканированием луча одной ДН, например, конечного сканирования луча одной антенны. В случае отклонения цели от РНС отраженный от цели сигнал модулируется по амплитуде. В параметрах этой модуляции содержится информация о величине и направлении отклонения относительно РНС. Опорное напряжение с параметрами отклонения формируется в РЛС наведения. Это напряжение необходимо передать на борт ЛА с помощью зондирующего сигнала самой РЛС. Для передачи необходимой информации используют частотную или фазовую модуляцию зондирующего сигнала.

Бортовой измеритель рассогласования принимает колебания РЛС наведения и выделяет опорный сигнал с необходимой информацией о реальном пространственном положении летательного аппарата  $\lambda_0$  и данных опорного сигнала об отклонении от РНС, на борту формируются команды управления рулями ЛА  $u_k$ . Таким образом обеспечивается радионаведение ЛА на цель.

К недостаткам системы РНТ следует отнести :

- во-первых, приемная антенна ЛА размещена в его хвостовой части. Во время работы реактивного двигателя возникает ионизированная область — плазма факела. Это существенно усложняет прием сигнала РЛС наведения бортовым приемником. Сигнал получает паразитную модуляцию, которая увеличивает ошибки наведения и может привести к промаху;
- во-вторых, на ошибки наведения влияют помехи, воздействующие непосредственно на вход бортового приемника;
- в-третьих, такая система наведения имеет достаточно большую инерционность, которая снижает ее эффективность при работе по маневрирующим целям;
- в-четвертых, система РНТ имеет трудности вхождения ЛА в луч РЛС наведения на начальной стадии полета, из-за чего возможен «проскок» ЛА узкого луча ДН РЛС при больших угловых отклонениях на старте;
- в-пятых, в системе РНТ отсутствует контроль пространственного положения ЛА непосредственно на пункте управления.

Преимущества системы РНТ является относительная простота бортового оборудования, отсутствие бортового передатчика, относительная простота аппаратуры ПУ и отсутствие отдельной командной радиополнии.

Достоинства и недостатки определили область применения системы РНТ: борьба с малоподвижными и неподвижными целями.

## 19.6 Системы самонаведения

При *самонаведении* (СН) информация об отклонениях ЛА от требуемой траектории полета получается непосредственно бортовой аппаратурой, т. е. реализация методов самонаведения не требует работы наземных пунктов управления, что и объясняет широкое применение систем самонаведения.

Необходимым элементом бортовой аппаратуры ЛА является *локационная головка самонаведения* (ГСН), состоящая из простейшего радиолокатора (координатор, визир) и вычислительно-логического устройства контура управления.

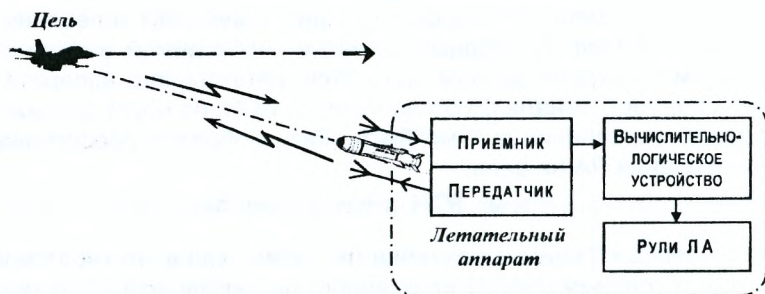


Рисунок 19.7

Различают следующие варианты систем СН:

- активные системы СН;
- полуактивные системы СН;
- пассивные системы СН.

В *активных* системах СН на борту ЛА размещен радиопередатчик, зондирующие сигналы которого отражаются от цели и принимаются бортовым приемником ЛА (рисунок 19.7).

После необходимых преобразований сигналы цели попадают на вычислительно-логическое устройство, в котором формируются команды управления рулями ЛА. При этом могут быть использованы разные методы наведения, например, метод пропорционального сближения (рисунок 19.4).

Недостатком активной системы СН является наличие на борту ЛА передающего устройства, а, следовательно, и мощных бортовых источников питания, а также сложность аппаратуры.

Преимуществом этой системы является независимость ЛА от «Земли», а также независимость функционирования ГСН от того, излучает цель ЭМК или нет.



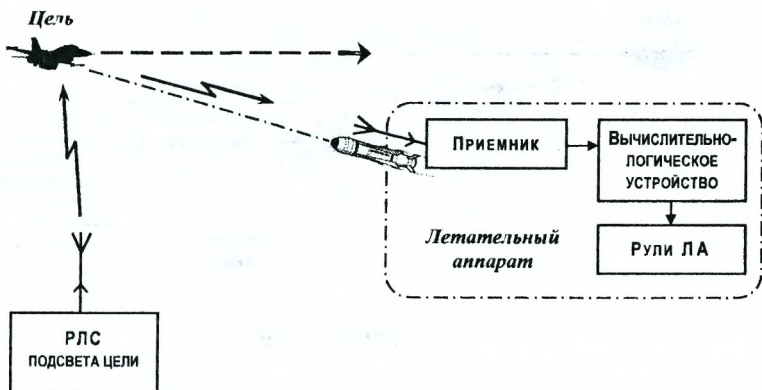


Рисунок 19.8

Полуактивная система СН использует метод разнесенной активной локации. При этом координатор ГСН имеет только приемное устройство, а передатчик размещается на Земле в ПУ, либо на специальном носителе, например, на другом ЛА. На рисунке 19.8 представлена структурная схема полуактивной системы СН.

РЛС подсвета цели облучает цель, а отраженный от цели сигнал принимается бортовым приемником. После необходимых преобразований и обработки сигнал поступает в вычислительно-логическое устройство координатора, который вырабатывает команды управления рулями ЛА.

Преимуществом таких систем является существенное упрощение аппаратуры ГСН. За счет отсутствия передатчика появляется возможность использования малогабаритных источников питания, а значит — увеличение поражающей силы боезаряда.

Координатор ГСН полуактивных систем управления определяет только угловое положение цели относительно оси ЛА, что также упрощает систему.

Пассивная система СН использует любые радиоизлучения, которые приходят от цели. Поэтому работа радиопередатчика связи, бортовой РЛС, радионавигационного оборудования цели делают ее удобным объектом для самонаведения. Особенно уязвимыми в этом смысле являются РЛС сопровождения целей, которые должны постоянно облучать цель во время ее сопровождения.

Структурная схема пассивной системы СН представлена на рисунке 19.9. Излучения бортовой аппаратуры цели перехватываются приемной антенной ГСН ЛА. Принятые колебания преобразуются и обрабатываются в приемнике — координаторе ГНС, подаются на вычислительно-

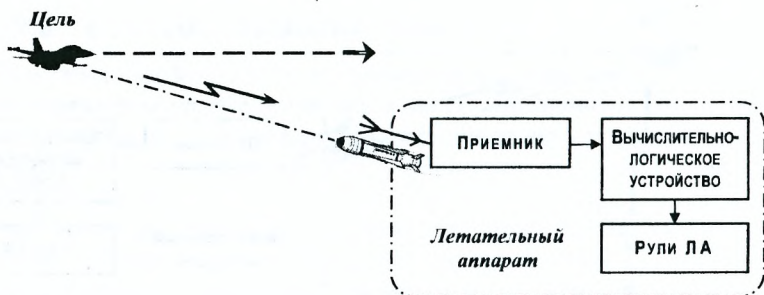


Рисунок 19.9

логическое устройство, в котором проводится расчет угловых координат цели относительно оси ЛА. Полученные на этой основе команды управления рулями ЛА обеспечивают наведение его на цель в соответствии с одним из описанных выше методов. Координатор определяет при этом лишь угловые координаты цели. Преимуществом такой системы наведения является отсутствие активных источников в системе СН. Недостаток пассивной системы СН — полная зависимость ГСН от излучений цели.

Системы СН являются перспективными средствами борьбы с движущимися объектами. Такие системы используют не только радиолокационные ГСН. Находят применение также оптические (в том числе инфракрасные), акустические (в том числе гидроакустические), лазерные и т. д.

## 19.7 Системы автономного радиоуправления

В системах автономного радиоуправления (АРУ) из пункта управления и от цели никакой информации не поступает. Вся необходимая для управления информация о цели сохраняется в бортовом устройстве памяти.

Бортовые системы измерения обеспечивают полет ЛА по определенной заранее траектории. К бортовым системам измерения относятся системы измерения вектора скорости ЛА, высоты полета, устройств для определения ориентации ЛА.

На рисунке 19.10 показана упрощенная структурная схема системы АРУ при стабилизации высоты полета ЛА. В процессе полета радиовысотомер ЛА проводит замеры высоты  $H_0$ . Вычислительное устройство осуществляет сравнение полученной оценки высоты  $\hat{H}_0$  со значением высоты объекта поражения (цели)  $H_{ц}$ , которое сохраняется в памяти ЛА. Далее вычислительное устройство вырабатывает команду  $u_k$  по тангажу, значение которой пропорционально разнице  $\Delta H = H_{ц} - \hat{H}_0$ .

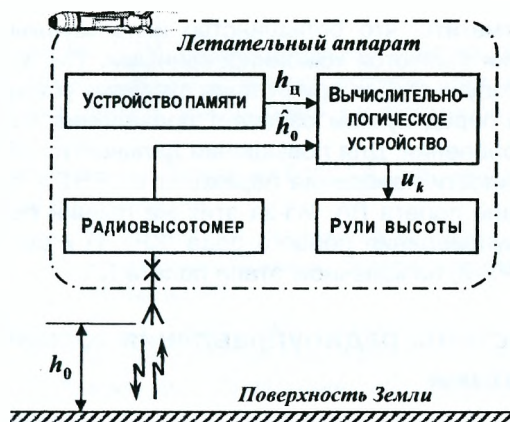


Рисунок 19.10

Подобно этому происходит процесс управления другими координатами и параметрами движения ЛА. Подрыв боевого заряда осуществляется лишь тогда, когда все значения вектора оценок текущих координат  $\hat{\lambda}_c$  отличаются от вектора ожидаемых координат на величину, не более заданной  $|\varepsilon|$ .

Системы АРУ могут быть использованы лишь в случае наведения на цели с известными или точно прогнозированными координатами  $\lambda_c$ . Они определяются с использованием высокоточных навигационных измерений, которые заносятся в бортовое устройство памяти на этапе подготовки ЛА к выполнению боевого задания. Выбираемая для этого система координат должна обеспечивать использование определенных ориентиров, которые будут встречаться при подходе к цели.

Благодаря полной автономности системы АРУ удается обеспечить практически неограниченную дальность ее действия. Ограничения связаны лишь с запасами топлива на борту ЛА и накоплением ошибок.

Ошибки наведения в таких системах связаны с точностью измерения высоты радиовысотомером, неточностью доплеровских измерений скорости. Кроме того, на точность наведения влияют случайные факторы, связанные с системой инерциальной навигации. Она построена на основе позиционных гироскопов с тремя степенями свободы. Случайные отклонения главной оси гироскопа от заданного направления приводят к возникновению дополнительных ошибок. Однако комплексное использование радиотехнических измерений с системой инерциальной навигации позволяет снизить результирующие ошибки определения высоты и скорости.

Следует отметить, что большинство используемых на практике систем наведения являются комбинированными. Так, в системах РТН «поверхность-воздух» грубая ориентация пусковых установок по азимуту и углу места перед пуском означает проведение на первом этапе автономного управления. Для повышения дальности действия средств поражения и точности наведения переходят от РНТ к самонаведению на конечном этапе полета ЛА. Из-за этих же причин переходят от командного радиоуправления первого рода (КРУ-1) к радиоуправлению второго рода (КРУ-2) на конечном этапе полета ЛА.

## **19.8 Системы радиоуправления космическими аппаратами**

РЭС играют значительную роль в освоении космоса наряду с ракетной техникой. Наиболее сложные, прогрессивные конструкции, технологии и грандиозные радиотехнические системы созданы и используются благодаря космическим программам.

В настоящее время во всем мире функционируют тысячи космических аппаратов (КА) разного назначения: ИСЗ связи, навигации, метеорологические, исследовательские (разведки полезных ископаемых, стихийных факторов, состояние лесов и т. д.) и др.; космические корабли, действующие в околоземном пространстве; космические аппараты (станции для исследования Луны); автоматические межпланетные станции.

Во время запуска, функционирования и возвращение на Землю КА выполняется большое количество операций различной сложности. При этом основная часть работ связана с использованием различных РЭС.

Наибольшее значение имеют следующие операции:

- запуск космических объектов сопровождается использованием радиотехнических систем (РТС), предназначенных для обеспечения получения координатной информации, определения местонахождения и управления объекта;
- контроль орбит и траекторий осуществляется с помощью специальных РТС чрезвычайно высокой точности (прецизионные РТС). Результаты совокупности измерений угловых координат, дальности и скорости КА с использованием радиосвязи передаются на вычислительный центр, где обрабатываются. Это обеспечивает получение информации о параметрах орбит и траекторий КА;
- контроль состояния и режимов работы всего бортового комплекса аппаратуры и передачи результатов на Землю с помощью многоканальной системы передачи информации;

- обработка на ЭВМ телеметрических данных, выявление ситуаций, которые требуют внешнего воздействия, коррекции и т. д., разработка данных для коррекции и формирования соответствующих команд;
- передача команд с Земли на борт КА, для чего используется РТС передачи информации;
- ориентация КА, их антенн, солнечных батарей, астрономических приборов относительно Солнца, Земли и звезд. На этом этапе также задействованы РТС;
- коррекция орбит и траекторий после сложных расчетов на Земле, т. е. определение необходимых корректирующих импульсов и их использование для управления реактивными бортовыми двигателями;
- сближение, стыковка пилотируемых и беспилотных КА с помощью РТС;
- обеспечение «мягкой» посадки, как на Землю, так и на поверхность других планет с помощью РТС специального назначения;
- передача на Землю результатов наблюдений, фотоснимков, телевизионных изображений Земли и других планет, а также результатов физических экспериментов. Для этого используются специальные системы передачи информации.

Перечисленные этапы работы обеспечиваются космическими радиотехническими комплексами.

*Космический радиотехнический комплекс (КРТК)* — это совокупность радиотехнических средств, которые контролируют движение и состояние КА, обеспечивают обмен информацией КА и передают на борт команды управления. Функционирование разных радиоэлектронных средств, входящих в состав КРТК, координируют из центрального пункта управления с помощью РЭС передачи информации.

Основу КРТК составляет *командно-измерительный комплекс (КИК)*, структурная схема которого показана на рисунке 19.11.

В состав КИК входят бортовые и наземные радиотехнические средства. Они решают следующие задачи, вытекающие из перечисленных операций:

- обеспечение радиолокационных и радионавигационных измерений траектории КА;
- передачу телеметрической информации с борта КА на Землю;
- передачу команд управления с Земли на борт на разных этапах полета КА;
- обеспечение синхронной работы всех наземных и бортовых средств.



Рисунок 19.11

Основу наземной части КИК составляют измерительные пункты, размещенные на значительных расстояниях друг от друга. В состав измерительного пункта входят радиотехническая система траекторных измерений, радиотелеметрическая система, развернутая система передачи информации. Управление этим сложным комплексом осуществляется из координатно-вычислительного центра измерительного пункта (КВЦ ИП).

Координатная информация о конкретном КА поступает в КВЦ ИП, где рассчитывается его траектория и оценивается внутреннее состояние КА. На базе поступающих данных формируются команды, которые с помощью РТС передачи информации передаются на борт КА. На основе траекторных измерений КВЦ ИП осуществляет уточнение и прогнозирование траекторий разных КА путем сравнения данных РТС передачи информации от разных КА. Результаты наблюдения за КА поступают на систему отображения информации, которая находится в КВЦ ИП и обновляется в реальном масштабе времени. Система единого времени обеспечивает синхронный режим работы всех составляющих КВЦ ИП. Измерительные пункты 1...M объединяются в единый комплекс линиями связи. Управление всей работой КВЦ осуществляется из центрального КВЦ.

Как следует из анализа различных систем, современная РТС управления представляет собой многокомпонентную структуру, в состав которой входят другие радиотехнические системы. С этих позиций можно сделать вывод о том, что развитие систем радиоуправления будет основываться на усовершенствовании их составляющих, т. е. систем получения информации и систем передачи информации.

## 20 Радиоэлектронные системы разрушения информации

### 20.1 Методы радиопротиводействия

*Радиопротиводействием* называют совокупность технических мероприятий, направленных на снижение эффективности работы РЭС противника. Радиопротиводействие организуется в войсках как составляющая радиоэлектронного подавления (РЭП). Последнее, в свою очередь, есть составная часть радиоэлектронной борьбы.

*Радиоэлектронная борьба (РЭБ)* — это совокупность согласованных по цели, задачам, месту и времени мероприятий и действий войск по обнаружению систем и средств управления войсками и оружием противника, их радиоэлектронному подавлению, а также радиоэлектронной защите своих РЭС и средств управления войсками и оружием.

В широком понимании РЭБ — это противоборство, в котором противоборствующие стороны решают свою боевую задачу с использованием *электромагнитных волн*.

В соответствии с определением РЭБ содержит две составляющие части:

- первая из них — это радиоэлектронное подавление (РЭП) РЭС противника;
- вторая — это радиоэлектронная защита (РЭЗ) РЭС и средств управления своими войсками и оружием. Обе эти части тесно связаны между собой в рамках РЭБ.

*Радиоэлектронное подавление* является совокупностью согласованных по цели, задачам, месту и времени радиоэлектронных воздействий на радиоэлектронные системы и средства управления войсками и оружием противника, которые осуществляются силами и средствами РЭБ по единому замыслу и плану в соответствии со сложившейся радиоэлектронной обстановкой.

РЭП организуется и проводится с целью дезорганизации управления войсками и оружием противника, снижения эффективности ведения ими разведки с использованием технических средств и применения оружия и боевой техники.

Вследствие РЭП показатели эффективности функционирования РЭС противника снижаются на некоторое время, т. е. на время действия радиоэлектронных средств разрушения информации.

Методы радиопротиводействия различают по их характеру, они могут быть активными и пассивными.

*Активный метод радиопротиводействия* состоит в излучении сигналов, которые воздействуют на РЭС противника, тем самым снижают эффективность их работы.



*Пассивный метод радиопротиводействия* состоит в реализации мер, которые не требуют непосредственного применения РЭС разрушения информации. Эти меры направлены на создание условий, которые усложняют противнику использование своих РЭС. Примером таких мер (пассивного противодействия) могут служить: использование противорадиолокационных покрытий на самолетах, снижение эффективной площади рассеивания самолетов за счет выбора формы планера, самолета, размещение воздухозаборников и выхлопных сопел в верхней части планера, использование антенн с малым уровнем боковых и заднего лепестков, изменение радиоконтраста местности за счет установки уголкового отражателя.

Способы РЭП, которые реализуют названные методы, сводятся к следующим:

- воздействие радиоэлектронными помехами на радиоэлектронные средства и системы противника (активный метод);
- отвод самонаводящихся и управляемых средств поражения от прикрываемых объектов путем применения ложных целей и ловушек (пассивный метод);
- передача в радиолиниях противника или своих войск дезинформирующих сообщений (активный метод);
- изменение условий распространения ЭМВ (активный метод);
- изменение радиолокационной контрастности местности и прикрываемых объектов (пассивный метод).

## **20.2 Классификация сигналов систем разрушения информации**

Для радиоэлектронного подавления РЭС определенного назначения используются помеховые колебания соответствующего вида. Их воздействие на приемник РЭС может привести к его перегрузке, маскировке, искажению или имитации полезного сигнала. Эффективность влияния помех зависит от многих факторов:

- соотношения мощностей помехового и полезного сигналов (помехи и сигнала) на входе приемника РЭС;
- соотношения ширины спектра помехи и полосы пропускания приемника РЭС;
- структуры полезного сигнала, реализации устройства обработки;
- степени взаимной когерентности или корреляции сигнала и помех.

Таким образом, выбор помехового колебания должен осуществляться с учетом структуры полезного сигнала и особенностей работы подавляемой РЭС. Непосредственно для создания радиоэлектронных помех используют средства и комплексы РЭП.

Под *помехой* будем понимать ЭМИ, которые усложняют или исключают возможность приема РЭС полезных сигналов и выделения из них информации.

Классификация помех осуществляется по различным критериям:

- по происхождению помехи разделяют на естественные и искусственные (преднамеренные или организованные и непреднамеренные);
- по способу создания помехи бывают активными, пассивными и комбинированными;
- по характеру воздействия на РЭС рассматривают маскирующие, имитирующие и комбинированные;
- по соотношению спектров бывают прицельные, заградительные и скользящие по частоте помехи;
- по виду сигнала помехи разделяют на импульсные, непрерывные. Импульсные, в свою очередь, бывают ответными (однократными, многократными). Непрерывные помехи могут быть модулированными (АМ, ЧМ, ФМ, АЧМ) и немодулированными;
- по виду канала, на который воздействует помеха (помехи каналу измерения дальности, угла, скорости соответственно);
- по характеру взаимодействия с полезным сигналом известны аддитивные и мультипликативные помехи.

Как следует из перечисления, для радиозлектронного подавления РЭС противника используются помехи разных видов.

Объект, излучающий помеху, называют *постановщиком (источником) помех*, а излучаемые им помехи — *активными*. Если помеха создает мешающий фон, затрудняющий обнаружение полезного сигнала, его разрешение и измерение его параметров, то это маскирующая помеха. Маскирующая активная помеха может быть случайной или детерминированной, непрерывной или импульсной.

Наиболее универсальной помехой, которая используется для подавления РЭС с любым типом сигнала, является *непрерывная шумовая помеха*. По своему воздействию на любую РЭС она эквивалентна воздействию внутреннего шума приемника.

Для оценки возможностей РЭС разрушения информации вводят спектральную плотность мощности активной маскирующей помехи  $N_n$  на выходе антенны, которая рассчитывается по формуле:

$$N_n = \frac{P_n G_n}{\Gamma_n} F_n^2(\beta, \varepsilon), \quad (20.1)$$

где  $P_n$  — мощность передатчика помех;

$G_n$  — коэффициент усиления антенны передатчика помех;

$F_n^2(\beta, \varepsilon)$  — значение нормированной ДН антенны в направлении на подавляемую РЭС;

$\beta, \varepsilon$  — азимут и угол места направления на подавляемую РЭС, откладываемые от нормали к раскрыву антенны передатчика помех.

*Скользкая помеха* при ширине спектра  $\Pi_n \approx \Pi_c$  имеет перестраиваемую рабочую частоту. Диапазон перестройки лежит в пределах возможного рабочего диапазона одной перестраиваемой РЭС или нескольких не перестраиваемых РЭС.

Для подавления импульсных РЭС используется *хаотическая импульсная помеха*, представляющая собой случайную последовательность импульсов, параметры которых (несущая частота, длительность, ширина спектра) близки к соответствующим параметрам сигнала.

Воздействие помех на РЭС сводится к сокращению зоны действия РЭС, особенно в направлениях на постановщики помех.

### **20.3 Меры по обеспечению электромагнитной совместимости**

Широкое внедрение в различные области народного хозяйства и вооруженных сил радиоэлектронных средств и систем привело к увеличению уровней электромагнитных полей в окружающем пространстве. Эти поля являются помехами для других РЭС. Они ухудшают условия их функционирования и снижают эффективность их использования.

Научное и техническое направление радиоэлектроники, призванное обеспечить одновременную и совместную работу разного радиотехнического, электронного и электротехнического оборудования, получило название *электромагнитной совместимости* (ЭМС) радиоэлектронных средств и систем.

*Электромагнитная совместимость РЭС* — это способность их одновременного функционирования в реальных условиях эксплуатации с необходимым качеством при воздействии на них непреднамеренных помех и не создавать недопустимых уровней помех другим РЭС.

К *непреднамеренным радиопомехам* относятся помехи, которые создаются источниками искусственного происхождения, непредназначенные для нарушения функционирования РЭС.

*Недопустимым уровнем помехи* считается такой, при котором качество функционирования РЭС становится ниже допустимого.

Влияние недопустимой непреднамеренной помехи на РЭС может привести:

- к снижению дальности и точности ее измерения;
- к снижению скорости и вероятности обмена информацией;
- к ухудшению качества решения задач распознавания, сопровождения и наведения;
- к ошибочным срабатываниям устройств.

В последнее время решение проблем ЭМС приобрело важное государственное и оборонное значение. Обострение же проблем ЭМС вызвано:

- ростом общего числа одновременно действующих РЭС;
- увеличением мощности сигналов, излучаемых передатчиками;
- повышением чувствительности приемников;
- несовершенством приемопередающих трактов РЭС;
- ограниченностью освоенного радиодиапазона и неравномерностью его использования.

ЭМС обеспечивается организационными и техническими мероприятиями.

*Организационные меры* предусматривают разработку, соблюдение и контроль соглашений по ЭМС на международном, межведомственном, региональном и местном уровне.

Организационные мероприятия включают:

- планирование использования спектра частот;
- назначение рабочих частот радиоэлектронным средствам;
- ограничения режимов работы РЭС;
- обнаружение и исключение источников непреднамеренных помех.

*Технические меры* включают в себя:

- разработку требований к передающим и приемным устройствам новых РЭС;
- разработку радиоэлектронных средств, соответствующих требованиям ЭМС;
- принятие мер по снижению влияния непреднамеренных помех на конечные устройства РЭС;
- создание специализированной контрольно-измерительной аппаратуры в интересах ЭМС.

Обеспечение ЭМС в министерствах и ведомствах, в том числе военных, осуществляется на основе приказов и базируется на перечисленных выше мероприятиях.

В заключение следует отметить, что проблема защиты РЭС от помех, в том числе и непреднамеренных, решение которой является одним из перспективных путей совершенствования РЭС, требует глубокого изучения как этой проблемы в целом, так и конкретных путей ее решения (методов защиты РЭС от помех).

## Литература

1. Справочник по системотехнике / Под ред. Маккола — М.: Сов.радио, 1970.
2. Коростелев, А. А. Пространственно-временная теория радиосистем: учебное пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 1987.
3. Радиотехнические системы / Под ред. Ю. М. Казаринова: учебное пособие для вузов. — М.: Высшая школа, 1990.
4. Чердынцев, В. А. Радиотехнические системы: учебное пособие. — Минск: Высшая школа, 1988.
5. Сосулин, Ю. Т. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учебное пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 1992.
6. Ширман, Я. Д. Теоритические основы радиолокации: Учебник — Х.: ВИРТА, 1984.
7. Ширман, Я. Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я. Д. Ширман, В. Н. Макжос — М.: Радио и связь, 1981.
8. Шифрин, Я. С. Антенны: учебное пособие. — Харьков: ВИРТА, 1976.
9. Приемопередающие устройства радиотехнических систем: учебник / Под общей ред. Ю. Н. Седышева. — Харьков: ВИРТА, 1991. — ч.1.; 1992. —ч.2.
10. Алмазов, В. Б. Теоритические основы радиолокации: учебное пособие. / В. Б. Алмазов, А. А. Белов, В. Н. Кокин, В. П. Рябуха — Харьков: ВИРТА, 1992, Часть 2 — ХВУ, 1996.
11. Белавин, О. В. Основы радионавигации. — М.: Сов. радио, 1977.
12. Хмуров, И. Н. Методы и средства авиационной радионавигации: учебное пособие. / И. Н. Хмуров, Н. Н. Слепушенко — Харьков: ХВАУРЭ, 1985. — ч.1.; 1986. — ч.2.
13. Радиотехнические системы передачи информации: учебное пособие для вузов / Под ред. В. В. Калмыкова — М.: Радио и связь, 1990.
14. Лосев, Ю. М. Основы теории передачи данных: учебник / Ю. М. Лосев, А. Т. Бердников — Харьков: ВИРТА, 1995.
15. Основы радиоуправления / Под ред. В. А. Вейцеля, И. Н. Типугина. — М.: Сов. радио, 1973.
16. Максимов, М. В. Радиоэлектронные системы самонаведения / М. В. Максимов, Т. И. Горгонов — М.: Радио и связь, 1982.
17. Палий, А. М. Радиоэлектронная борьба. — М.: Воениздат, 1989.
18. Бакулев, П. А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П. А. Бакулев, В. М. Степин — М.: Радио и связь, 1986.
19. Николаев, В. И. Системотехнические методы и приложения / В. И. Николаев, В. М. Брук — Л.: Машиностроение, 1985.

20. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / Под ред. Зюко — М.: Радио и связь, 1985.
21. Леховицкий, Д. И. Обобщенный алгоритм Левинсона и универсальные решетчатые фильтры // Известия вузов: Радиофизика, 1992. — №910.
22. Нефедов, В. И. Основы радиозлектроники и связи: учебник для вузов. — М.: Высшая школа, 2005.
23. Багдасорян, С. Т. Радіолокаційна системотехніка.: навчальний посібник / С. Т. Багдасорян, Ю. В. Кулявцев, С. І. Шипицин — Харьков: ХВУ, 2002.
24. Радиотехнические системы: курс лекций. / Д. В. Атаманский, В. А. Васильев, О. Л. Кузнецов, Г. М. Семенов. — Х.: ХУПС, 2007.
25. Радиозлектронные системы. Основы построения и статистическая теория локационных и взаимодействующих с ними систем: справочник / Под ред. Я. Д. Ширмана — М.: ЗАО МАКВИС, 1998.
26. Завадостійкість радіоелектронних засобів: конспект лекцій / О. В. Єфімова, В. І. Поляков, М. М. Петрушенко. — Х.: ХУСП, 2010

## УЧЕБНОЕ ИЗДАНИЕ

Дереченник Станислав Станиславович  
Поляков Виктор Иванович

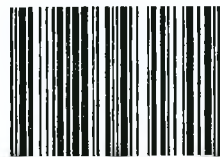
# РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ СИСТЕМОТЕХНИКА

*Издание рекомендовано Советом университета в качестве пособия  
для студентов дневной и заочной форм обучения  
специальности 1-36 04 02*

Ответственный за выпуск: С. С. Дереченник  
Редактор: Т. В. Строкач  
Компьютерная верстка: В. В. Ермалович  
Корректор: Е. В. Никитчик

Подписано к печати 04.03.2011 г. Бумага «Снегурочка». Формат 60x84 1/16. Гарнитура «Arial». Усл. п. л. 22,2. Уч. изд. л. 23,9. Тираж 100 экз. Заказ № 174. Отпечатано на ризографе учреждения образования «Брестский государственный технический университет». 224017, г. Брест, ул. Московская, 267. Лицензия №02330/0549453 от 08.04.2009 г.

ISBN 978-985-493-184-5



9 789854 931845